

## ŘADA B - PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU  
ROČNÍK XLII/1993 ● ● Číslo 5

### V TOMTO SEŠITĚ

SGS-Thomson se představuje ..... 161

### REPRODUKTORY A REPRODUKTOROVÉ SOUSTAVY trochu jinak

1. Problém věrné reprodukce .....	163
2. Jak definovat požadavky .....	164
3. Přenos signálu .....	167
4. Analogie .....	168
5. Akustické využívání .....	170
6. Přirozená charakteristika reproduktoru .....	172
7. Něco víc o výkonu .....	173
8. Vícepásmová reprodukce .....	175
9. Reprodukce nízkých kmitočtů .....	175
10. Reprodukce středních kmitočtů .....	176
11. Reprodukce vysokých kmitočtů .....	176
12. Vlastní kmity membrány .....	178
13. Problém dělení signálu a klasifikace výhybek .....	179
14. Pasivní výhybky a tlumivky .....	182
15. Aktivní výhybky .....	183
16. Vícecestné výhybky .....	184
17. Zatížení reproduktorů .....	185
18. Zkreslení .....	186
19. Něco víc o ozvučnících .....	187
20. Kabely, svorky, nožičky .....	189
21. Profesionální aplikace .....	191
22. Poslechový prostor .....	191
23. Příklad návrhu soustavy .....	192
24. Pár slov o zesilovačích .....	194
Závěr, literatura, dodatky .....	195
Inzerce .....	197

### AMATÉRSKÉ RÁDIO ŘADA B

Vydavatel: Vydavatelství MAGNET-PRESS, s. r. o.

135 66 Praha 1, Vladislavova 26, tel. 24 22 73 84.

Redakce: 113 66 Praha 1, Jungmannova 24, tel.

24 22 77 23. Šéfredaktor L. Kalousek, OK1FAC, linka

354, sekretářka linka 355.

Tiskne: Naše vojsko, tiskárna, závod 08, 160 05 Praha

6, Vlastina ulice č. 889/23.

Rozšířuje Magnet Press a PNS, informace o předplatnému podá a objednávky přijímá každá administrace PNS, pošta, doručovatel a předplatitelské středisko. Objednávky předplatného přijímá i redakce. Velkoodběratel a prodejci si mohou objednat tento titul za výhodných podmínek přímo na oddělení velkobchodu Vydavatelství MAGNET Press (tel. 24 22 77 23, linka 386).

Podávání novinových zásilek povoleno Reditelstvím pošt. přepravy Praha čj. 348/93 ze dne 2. 2. 1993.

Podávanie novinových zásielok povolené RPP Bratislava

- Pošta Bratislava 12 dňa 23. 8. 1993, č.j. 82/93.

Pololetní předplatné 29,40 Kčs. Objednávky do zahraničí využívejte ARTIA, a.s., Ve směčkách 30, 11 27 Praha 1.

Veškeré informace o inzerci poskytuje Inzerční oddělení Vydavatelství MAGNET-PRESS, Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, telefon 02/24 22 73 84, 02/24 22 77 23, tel./fax 02/236 24 39. Objednávky a podklady inzerátů posílejte na výše uvedenou adresu.

Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor. Nevyžádané rukopisy nevracíme.

ISSN 0139-7087, číslo indexu 46 044.

Toto číslo má výtah podle plánu 24. 9. 1993.

© Vydavatelství MAGNET-PRESS 1993

## SE PŘEDSTAVUJE

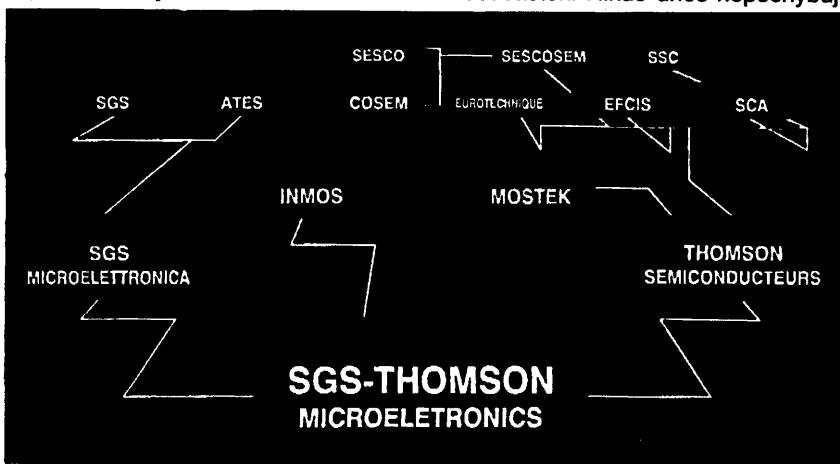
Dnes představujeme společnost, která je jedním z předních světových výrobců polovodičových součástek. SGS-THOMSON Microelectronics vznikla v roce 1987 spojením italské firmy SGS Microelettronica a francouzské firmy Thomson Semiconducteurs. SGS-Thomson má historii bohatou na úspěšné a pokrokové výrobky – stačí si třeba vzpomenout na svého času ne-smírně úspěšný výkonový operační zesilovač typu 2020 (vyráběný posléze i u nás pod označením MDA 2020), používaný i jako nf výkonový zesilovač a další výrobky, které představovaly ve své době špičku techniky. Společnost je i dnes výrobcem špičkových polovodičových součástek, v některých druzích součástek je bezesporu nejlepší na světě.

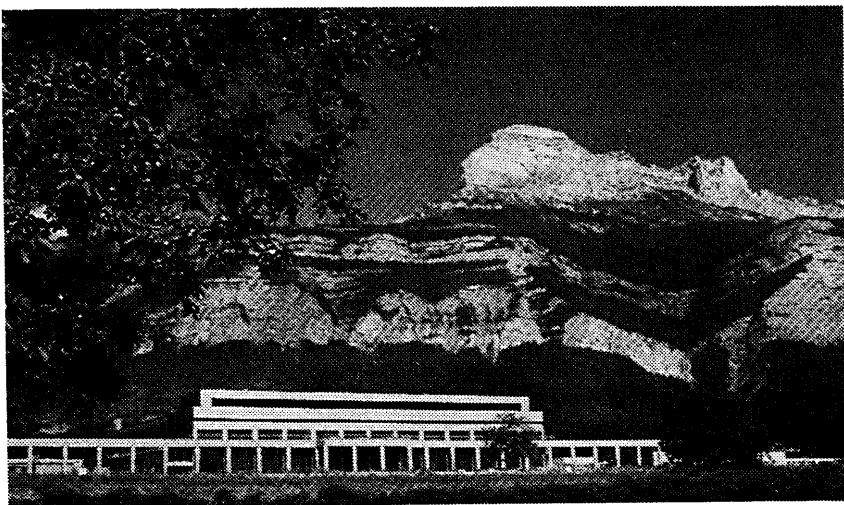
Podívejme se poněkud podrobněji na příčiny úspěchů společnosti. Čtyřicetiletá historie polovodičového průmyslu se vyznačuje třemi hlavními obdobími: nejprve byla tzv. technologická éra, pak přišla éra výrobní (manufacturing) a dnes jsme na prahu éry spolupráce (partnership). V technologické éře dominovaly Spojené státy, které profitovaly ze sociálně ekonomických podmínek, které umožňovaly cesty k inovacím vše-ho druhu. Podobně stejné podmínky a navíc pracovní disciplína spolu s relativně malými mzdami umožnily japonským společnostem stát se dominujícími ve druhé éře, výrobní. V současné době je zřejmé, že uspět v budoucnosti ve výrobě polovodičových součástek znamená spojit klíčové poznatky obou prvních období s potřebami éry spolupráce – to znamená nejen spolupracovat se zákazníky při uspokojování jejich potřeb, mít dokonalý servis atd., ale i vydat se cestou strategicky výhodné spolupráce s hlavními světovými výrobcími polovodičových součástek.

SGS-Thomson má technologii na úrovni, má výrobní infrastrukturu na úrovni, která je jednou z nejefektivnějších na světě a dokazuje, že nezaostává ani ve strategicky výhodné spolupráci oboustranně prospěšné. Jak dokazují výsledky společnosti, je odhad vývoje a jemu odpovídající kroky u SGS-Thomson, charakterizované základní filosofií společnosti, základem úspěchu. Pokud jde o filosofii společnosti, je označována zkratkou TQM – Total Quality Management, což by se dalo přeložit asi jako „maximálně jakostní řízení“; nedílnou součástí této filosofie je jednak zainteresování zaměstnanců na výsledcích společnosti a jednak využívání statistických nástrojů při řízení (a nejen při něm) a neustálé zdokonalování, zlepšování výroby.

Při plánování činnosti společnosti se vychází z toho, že není inovace v elektronice bez inovace ve výrobě polovodičových součástek: cena základních funkčních bloků s polovodičovými součástkami klesá každoročně asi o 30 %, což nemá obdobu v žádném jiném odvětví techniky. Jako příklad tohoto trendu může sloužit srovnání dvou výrobků: barevného televizního přijímače a automobilu – v roce 1960 byla jejich cena srovnatelná, v roce 1990 stál automobil zhruba dvanáctkrát více než BTVP. Stejně dobře je tento trend vidět na cenách polovodičových výrobků: v roce 1960 stál tranzistor asi 5 dolarů, v roce 1990 stejných pět dolarů stála paměť DRAM 1 Mb, která obsahuje kolem jednoho milionu tranzistorů.

Není pochyb, že polovodičový průmysl prochází nejbouřlivějšími inovacemi mezi všemi průmyslovými obory. To si uvědomují i u SGS-Thomson: ročně společnost věnuje 18 % svého obratu na vývoj a výzkum nových technologií a součástek. Nikdo dnes nepochybuje





Výzkumné a vývojové středisko v Crolles

např. o tom, že energetické úspory jsou jedním z hlavních sledovaných parametrů při výrobě, tomu odpovídá např. i složení výrobků SGS-Thomson, z nichž je více než 50 % vyráběno technikou CMOS.

V souvislosti s výzkumem a vývojem u SGS-Thomson je třeba se zmínit o projektu Grenoble 92. Protože si vedení společnosti uvědomovalo důležitost výzkumu a vývoje a důležitost rychlosti, s níž budou výsledky výzkumu a vývoje uvedeny do praxe, vznikl projekt objektu, který byl realizován v Crolles, asi 15 km od Grenoblu ve Francouzských Alpách. Výzkum, vývoj a výroba v tomto objektu se soustředily na techniky procesů VLSI a mají dva hlavní směry: 1. velmi výkonné součástky CMOS pro logické obvody, ASIC včetně použití pro analogové obvody a 2. součástky smíšené techniky BiCMOS, využívající vysoké pracovní rychlosti bipolárních obvodů, doplněných schopností velké integrace CMOS. Při výrobě obvodů se v současné době používá technika 0,7 až 0,5 µm (mikronu), v roce 1995 by měla být běžná 0,3 µm (tj. submikronová technika).

Spolupráce (třetí éra historie elektrotechniky) je přínosem nejen mezi podniky společnosti, ale i vně společnosti, v poslední době se např. osvědčila spolupráce SGS-Thomson a France Telecom/CNET při výstavbě a využití výzkumného a vývojového střediska, které se zabývá komunikačními systémy budoucnosti. Dále např. v dubnu 1992 byla uzavřena dohoda mezi SGS-Thomson a společností Philips Semiconductors o stážích pracovníků ve výzkumném a vývojovém středisku v Crolles.

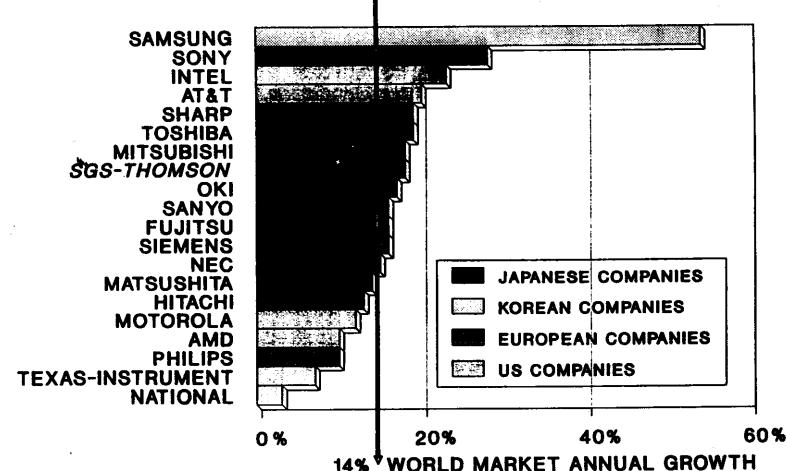
#### Stručně hlavní data o společnosti SGS-Thomson

Obrat (rok 1992): asi 1,6 miliard dolarů. Druhý největší výrobce polovodičových součástek v Evropě, 13. na světě. Celkem asi 17 000 zaměstnanců, 15 výrobních závodů, 9 výzkumných

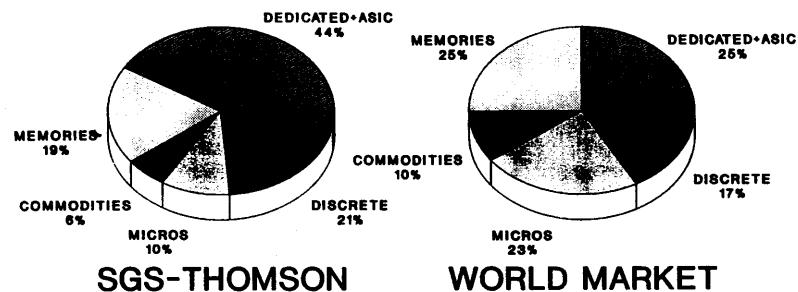
a vývojových středisek. 44 prodejních organizací ve 21 zemích, přes 600 distributorů. Světovou „jedničkou“ je společnost ve výrobě výkonových integrovaných obvodů, ve výrobě integrovaných obvodů pro smíšené signály, ve výrobě integrovaných obvodů pro telekomunikace a pro motorová vozidla. Světovou „trojkou“ pak ve výrobě analogových IO, MPU RISC (transputery), výkonových tranzistorech a pamětech EEPROM a EPROM.

Aktivity společnosti se v České i Slovenské republice realizují prostřednictvím obchodního zastoupení společností FKS LEVEL, s. r. o. (v oblasti TV techniky – OTF, telekomunikací – TTC, automobilového průmyslu – Škoda-VW, PAL Magnetron, MEZ Frenštát atd.).

#### Společnosti s největším ročním přírůstkem v období 1983–92



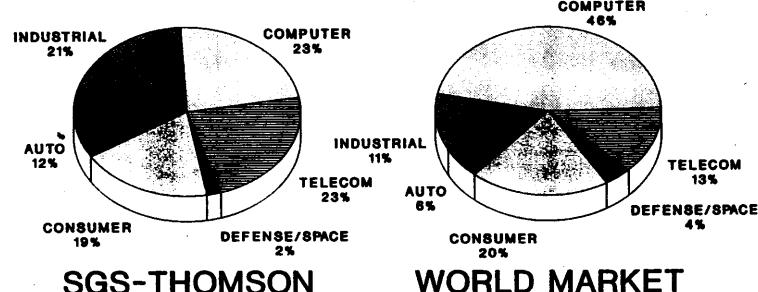
#### Podíl SGS-Thomson na světovém trhu dodavatelů součástek pro finální výrobce v roce 1992



SGS-THOMSON

WORLD MARKET

#### Podíl SGS-Thomson na světovém trhu jednotlivých druhů součástek



SGS-THOMSON

WORLD MARKET

Distribuci součástek zajišťují autorizovaní distributori ERA Components a GM Electronic. Kontaktní adresa a všechny další informace:

**FKS-LEVEL, s. r. o.,**  
budova SOU, Ohradní 24,  
140 00 Praha 4-Michle  
tel. 643 12 30-1, fax 643 12 18.

# REPRODUKTORY A REPRODUKTOROVÉ SOUSTAVY trochu jinak

RNDr. Bohumil Sýkora

Když jsem připravoval tento text, položil jsem si nejprve otázku, co se ještě na téma „reproduktoři a reproduktorové soustavy“ dá napsat, abych zbytečně neopakoval obecně známé věci. Pak jsem si zrekapituloval, co již bylo na toto téma u nás publikováno, a zjistil jsem, že něco se přeče jen najde. Dosavadní publikace se totiž dají rozdělit přibližně na dvě skupiny. Jednak jsou to práce převážně teoretické, případně hodně teorie obsahující, které jsou dostupné a srozumitelné především odborníkům v elektroakustice. A dále jsou to práce zaměřené vysloveně prakticky, které sice teoretických poznatků využívají (i když občas nepříliš kvalifikovaně), jejich použití však příliš důkladně nevysvětluji. Zejména práce druhé skupiny bývají navíc zatíženy tím, co se občas označuje jako technické pověry. Rozhodl jsem se proto, že napišu něco, co by tvořilo jakýsi most mezi oběma skupinami prací, případně průpravu pro studium prací náročnějších (mezi něž mimořadem patří i některá drívější čísla AR/B, věnovaná reproduktoriům). Že uvedu základní teoretické poznatky bez velké vědecké parády, zato s důkladným vysvětlením, co vlastně znamenají a jak se dají použít. A zaměřím se přitom na to, co sám nazývám technickou osvětu, tedy na boj s oněmi technickými pověrami. Z teoretických a technických věcí zdůrazním to, co je všeobecně známé, případně co mezi technickou veřejnost (a sem počítám i amatérské zájemce) ještě z vědeckých kruhů dostatečně neproniklo. Uvedu také příklady aplikace, nikoli však ve formě souboru návodů reprodukovaných soustav, poněvadž těch je v naší literatuře dostatek.

Do jaké míry se můj záměr podařil, to nechť posoudí laskavý čtenář. Ten nechť mi také promine, že jsem se nevyhnul občasněmu použití matematického aparátu na úrovni technické střední školy. Teoreticky laděné úvahy jsou soustředěny především v prvních sedmi kapitolách, i když ani ostatní části nejsou vzorečků prostý. Snažil jsem se sice výklad formulovat tak, aby podstata věci byla srozumitelná i bez prostudování matematických výrazů, některé věci však není možné definovat jinak než matematicky. Snad jich není tolik, aby to čtenářskou veřejnost znechutilo až k odhození tohoto čísla AR. Ostat-

ně bez matematiky bychom dnes neměli ani stroje, na kterých se toto číslo tisklo.

## 1. Problém věrné reprodukce

Reproduktořová soustava je posledním článkem elektroakustického záZNamového reproducčního řetězu. Asi každý čtenář se už někdy setkal s tvrzením, že je to článek nejslabší. Je to stále pravda i přes veškerý pokrok, kterého bylo v oblasti konstrukce reproduktoru dosaženo v poslední době. Není však již tak docela jasné, proč tomu tak je, v čem nedokonalosti reproduktoru spočívají, které z nich je možné odstranit nebo alespoň omezit, a co se dá pro to udělat. Není to jasné leckdy ani odborníkům, natož pak řádovým uživatelům. Ti i oni jsou prostřednictvím časopisů a firemních prospektů zaplavováni informacemi ne vždy odborně fundovanými, o to naléhavěji však propagujícími technická řešení vzniklá u firmy, která příslušný materiál vydala nebo jeho vydání sponzorovala. Často se takto prezentují vědecky se tvářící „teorie“, kterým se odborník s chutí zasmívá, laik však ztuhne v úzasu nad genialitou tvůrce a při nejbližší příležitosti si spěchá zařízení příslušné firmy zakoupit. A něčeho jiného ani nemá být dosaženo. Skutečně, najde se jen málo oborů lidského počínání, ve kterých by se tradovalo tolik nesmyslů a pověr, jako v konstrukci reproduktoriů, reproduktorových soustav a všem, co s tím souvisí (vlastně to možná platí o celé elektroakustice).

Jedna z hlavních příčin tohoto stavu je dána tím, že reproduktory slouží převážně k reprodukci hudby. Jelikož hudba je umělecký výtvor, má se za to, že ke všemu, co slouží k jejímu provozování (a tudiž i k reproduktoriům), musí být přistupováno především z uměleckého hlediska. Takové stanovisko zajisté není principiálně nesprávné. Spojuje se s ním však bohužel přesvědčení, že s uměleckým hlediskem je samozřejmě zcela neslučitelné něco tak strohého a přízemního jako fyzika nebo technika. Anebo, v lepším případě, že technické či fyzikální hledisko je jakýmsi pokud možno blíže nedefinovaným způsobem nutné podřídit pohledu umělce. Konstruktéři, kteří tomuto přesvěd-

čení podlehnu, pak prosazují své umělecké ambice jak pokud kde o konstrukci samu, tak pokud jde o terminologii, kterou své výtvory popisují a zdůvodňují, a to i když valnými uměleckými vlohami neoplývají. Ani to by nemuselo být bezpodmínečně odsouzeni-hodné. Nepříjemné však je, že opomjení nebo i neznalost fyzikálních a technických zákonitostí patří v jistých konstruktérských kruzích téměř k dobrému téma.

Druhou z příčin informačního chaosu kolem reproduktoriů je to, že o prodejnosti reproduktorových soustav často rozhoduje spíše vzhled než technická kvalita. Tu je totiž někdy obtížné objektivně posoudit i pro zkušeného profesionála, a to tím spíše, že vůbec není jednoduché pro takové posuzování vytvořit přiměřené podmínky. Naproti tomu k rozpoznání, zda se reproduktorová soustava hodí do obývacího pokoje či haly, nebo zda se prostě líbí, není většinou zapotřebí speciální odborné způsobilosti. Kvalitu vnějšího provedení samozřejmě není správné zcela opomijet. Často však jde spíše o atraktivnost, nezvýklost, „uměleckou avantgardnost“, kterou se ovšem v zájmu zdání serióznosti sluší patřičně technicky zdůvodnit. Úroveň takového zdůvodnění je jednak přiměřená schopnosti autora (viz předchozí odstavec), jednak bývá přizpůsobena předpokládané inteligenci zákazníka. A tomu, kdo věci skutečně rozumí, pak nezbývá než němě žasnout nad tím, co všechno papír unese a co všechno se dá prodat.

Bohužel, nejzávažnějším zdrojem nedozumění je sama základní idea vysoké věrnosti reprodukce. Tato idea vznikla kdysi především z obchodních důvodů. Tak jako v mnoha jiných případech, i zde šlo o záměr přesvědčit zákaznickou veřejnost, že si musí koupit něco nového, poněvadž to staré už nevyhovuje, i když to ještě docela dobře funguje. Nikdo přitom doopravdy komplexně a seriózně neuvážil, co by pojmen „věrná reprodukce“ vlastně měl znamenat. Pravda, byl hlásán záměr dosáhnout v prostředí běžné obytné místnosti sluchového výjemu či estetického prožitku, rovnocenného poslechu v koncertní síni, stranou pozornosti však zůstala otázka, zda je to vůbec v plném rozsahu fyzikálně nebo technicky možné.

Poměrně záhy se ukázalo, že díky nedo-

**POZOR! ZMĚNA TELEFONNÍHO ČÍSLA REDAKCE  
24 22 73 84, 24 22 77 23 - linky 348, 353, 354, 355**

konalosti sluchového orgánu je i přes všechna fyzikální omezení možné dosáhnout iluze bližící se „živému“ poslechu. Málodko však byl přitom ochoten otevřeně říci, že se jedná jen o iluzi (anglicktina má pro to příležavý termín „ear fooling“, česky přibližně „oblbnutí ucha“). To by konec konču nevadilo, poněvadž rozhodující je výsledek, tedy příznivý estetický prožitek; v tomto případě účel světí prostředky. Ale poněkud problematická idea věrnosti reprodukce se stala nekvalifikovaně používaným argumentem a zůstala jím i v době, kdy díky rozšíření mnohostopové záznamové techniky, mnohovrstových playbacků apod. takový argument zcela ztratil smysl. Při použití této techniky totiž neexistuje reálný, živý zvukový originál – hudební dílo vzniká teprve jako zvuk vyzářený reproduktorem. Originálem díla je tedy přesně to, co slyší zvukový mistr ze svého poslechového zařízení, z reproduktarové soustavy ve studiu resp. režii. Tento originál je u posluchače reprodukován nějakým jiným poslechovým zařízením. Pokud se toto zařízení chová stejně jako zařízení ve studiu, dá se předpokládat, že posluchač slyší něco velmi podobného tomu, co slyšel tvůrce zvukového snímku. Hovoříme-li pak o věrnosti reprodukce, hovoříme vlastně o shodě vlastnosti poslechových zařízení u posluchače a v nahrávacím studiu.

Pokud reproduktarovou soustavu (nebo soustavy) používáme k reprodukci „živého“ signálu, tedy signálu získaného záznamem hudební produkce v reálném čase a prostoru, můžeme se při hodnocení kvality zaměřit na věrnost reprodukce barvy zvuku nástrojů a hlasů. Takový přístup je možný především u tzv. vážné hudby; samozřejmě za předpokladu, že hodnotící posluchač má dostatečnou zkušenosť s poslechem živě provozované hudby a dobrou sluchovou pamětí. Zdálo by se, že definování věrnosti reprodukce na takovémto základě je zcela korektní. Opírá se o něj ostatně také doporučení IEC 268-13 pro hodnocení reproduktarových soustav. Bohužel i v tomto případě se hodnotí reprodukce zvukového snímku, jehož podobu dotvářel zvukový mistr na základě poslechu signálu reprodukovaného poslechovými monitory (někdy dokonce sluchátky). Zvukový záznam vznikl s použitím určitých mikrofonů, zvukový režisér má jistý umělecký názor ... zkrátka výsledky hodnocení závisí na tom, jak vznikl použitý zvukový materiál a na jeho konkrétní podobě. Může se dokonce stát, že příznivě hodnoceno bude zařízení, jehož specifické nedostatky kompenzují specifické nedostatky zvukového snímku, jak měl autor příležitost nejednou se přesvědčit. Je tudiž sporná i definice věrnosti podle uvedených představ. Vše, co bylo dosud řečeno, není ovšem na překážku tomu, aby se z reklamních důvodů jako zařízení vysoké věrnosti (hi-fi) označovalo skoro cokoliv, co nějak souvisí s reprodukcí zvuku.

Pojem věrnosti reprodukce se často nahrnuje pojmem *kvality reprodukce*, který je ještě vágnejší. Pravda, kvalitní může být dejme tomu to, co je hezké, příjemné, zkrátka vyvolávající příznivý dojem. Co to ale znamená technicky? Nelze nevzpomenout slov jednoho z klasiků české hifistiky. Ten byl

kdysi dotázán, proč od reprodukčního zařízení žádá ostrou lokalizaci jednotlivých nástrojů v orchestru, když při reálném poslechu v koncertním sále taková lokalizace není možná. Odpověď zněla přibližně – v koncertním sále orchestr vidí, tady ne, takže zařízení mi to musí vynahradit! V plném souladu s tímto názorem byl postup zvukového mistra, který při nahrávání varhan umístil mikrofony zhruba do poloviny výšky katedrály. Na otázku, proč tak činí, když tam nikdy nikdo nemůže poslouchat, odpověděl, že posluchači zvukového snímku musí nabídnout něco více než to, co je možné slyšet „živě“. A autor této statí mu po poslechu výsledného snímku musel dát za pravdu.

Přes všechny právě uvedené – a možná trochu kačířské – námítky můžeme považovat ideu věrné reprodukce za cosi v podstatě pozitivního. Přiměla totiž teoretiky k intenzivnějšímu bádání, v čem spočívá věrnost a dokonalost reprodukce, a konstruktéry k většímu usilování o realizaci takové dokonalosti. A tak se lidské poznání díky obchodním zájmům posunulo zase trochu dál.

## 2. Jak definovat požadavky

Při definování technických požadavků na vlastnosti reproduktarové soustavy je třeba vycházet především z fyziologické akustiky, tedy z vlastností lidského sluchu. Z nich je totiž možné odvodit účelná omezení tak, abychom na reproduktarové soustavy nekladli nesmyslně vysoké nároky. Kritéria vycházející z hledisek „netechnických“ nebo „uměleckých“ sice mohou vést k jiným (a ne nutně neopodstatněným) závěrům, fyziologická akustika však vždy tvoří přinejmenším rámec počátečních úvah. Proto v následujících řádcích zopakujeme některé základní poznatky z tohoto oboru a ujasníme si význam nejdůležitějších veličin, kterými se popisují akustické signály. Bude však užitečné nejprve reproduktory roztržit do několika kategorií:

- reproduktoři pro všeobecné použití*, jako např. hlásná zařízení, místní rozhlas apod. (public – address),
- reproduktoři pro výsokou kvalitu (věrnou) reprodukci* (high – fidelity),
- reproduktoři pro ozvučování s velkým výkonem*, např. koncertů nebo velkých konferenčních sálů (sound reinforcement),
- reproduktoři pro sluchovou kontrolu při „zvukové“ výrobě*, poslechové monitory (control loudspeakers),
- reproduktoři speciální*.

Na těchto stránkách se budeme zabývat především kategorií b) s přihlédnutím ke kategorií c) a d).

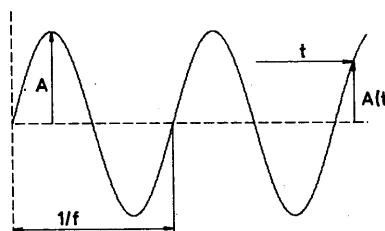
Vjem zvuku je, jak známo, způsoben vlněním, šířícím se prostorem, který je větší části vyplněn pružným prostředím, z menší části pak posluchačem. Z hlediska našich úvah je tímto prostředím nejčastěji vzduch, jehož okamžitý stav je charakterizován teplotou, tlakem (tj. barometrickým resp. atmosférickým) a chemickým složením (do kterého patří např. vlhkost). Teplota, tlak a chemické složení určují hustotu vzduchu a s ní také rychlosť šíření zvukového vlnění a jeho měrný útlum, který je způsoben přeměnou zvukové energie v teplo. Barometrický tlak se měří v pascalech (Pa), jeho hodnota závisí na počasí a nadmořské výšce, a za podmí-

nek pro nás obvyklých čini přibližně 0,1 MPa (1 bar, 750 torů). Hustota vzduchu za těchto podmínek při teplotě 20 °C je přibližně 1,19 kg/m<sup>3</sup> a rychlosť zvuku je 343,5 m/s. Při šíření zvukové vlny dochází k zředování a snižování tlaku oproti stavu klidu. Okamžitá hodnota této odchylinky se nazývá **akustický tlak**. Akustické pole je bez zbytku popsáno, pokud pro každý bod prostoru udáme časový průběh akustického tlaku. Takový popis je matematicky dán funkcí tří prostorových souřadnic a času (v matematické hanýrce je to skalární pole v čtyřrozměrném prostoru resp. prostoročasu). Úplný popis je možné odvodit jen pro některé zjednodušené případy a jeho význam je spíše teoretický. V praxi dokážeme na základě měření určit časový průběh akustického tlaku jen s omezenou přesností a jen v konečném počtu bodů, i to však obvykle postačí.

Pokud časový průběh akustického tlaku v jistém bodě má charakter periodického signálu, což znamená, že vždy po uplynutí jistého časového úseku stálé délky se tento průběh přesně opakuje, můžeme definovat kmitočet jako půvabnou hodnotu délky příslušného úseku (periody). Z periodičnosti, přísně vzato, vyplývá, že periodický signál se v čase opakuje neustále, vždy tomu tak bylo a vždy tomu tak bude, tedy že vlastně trvá „odjakživa“ a „navždy“. Skutečné signály se tak samozřejmě nechovají. Jelikož však periodičnost značně zjednoduší popis signálu, je zvykem považovat za periodický každý signál, který tuto vlastnost s dostatečnou přesností vykazuje po celé období, které nás zajímá. Za základní nejjednodušší periodický signál se považuje takový signál, jehož časový průběh je sinusový. V matematickém vyjádření to znamená, že okamžitá hodnota signálu  $A(t)$  je dána vzorcem

$$A(t) = A \sin(2\pi ft + \phi) \quad (1)$$

Veličina  $A$  je amplituda signálu a je totožná se špičkovou hodnotou (její dvojnásobek je mezikvadrová hodnota). Argument funkce sinus (součet v závorkách) je v přesné matematické terminologii okamžitá fáze signálu. Veličina  $\phi$  je fázový posuv. Pro okamžitou hodnotu periodické funkce existuje také název elongace, používá se však jen výjimečně. Vše je jasné z obr. 1. Zde je také nazna-



Obr. 1. Časový průběh harmonického signálu

čeno, co je to vlnová délka. Ta je určena vztahem

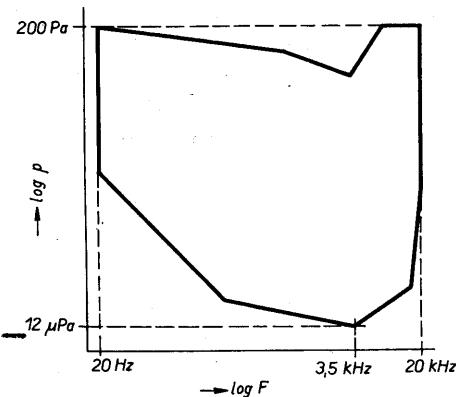
$$\lambda = c_0 / f \quad (2)$$

kde  $c_0$  je rychlosť zvuku.

Signál, jehož časový průběh je možné popsat vzorcem (1), nazýváme také harmonický signál. Harmonický signál je jedno-

značně popsán, pokud zadáme všechny tři parametry ve vztahu (1), tedy amplitudu, kmitočet a fázový posuv. Ve většině formulí se kmitočet objevuje společně s konstantou  $2\pi$ . Proto se pro veličinu  $2\pi f$  zavádí zvláštní označení. Nazývá se kruhová frekvence a ve vzorcích se označuje  $\omega$ .

Na základě předchozího výkladu můžeme přesně vymezit, jaké signály je schopen zpracovávat sluchový orgán, pokud tyto signály mají harmonický průběh. Pro tento účel je výhodné použít pravoúhlou souřadnicovou soustavu, na jejíž vodorovné ose vynášíme logaritmus kmitočtu a na svislé logaritmus amplitudy akustického tlaku. Harmonické signály budou v této soustavě znázorněny jako body. Sluchu přistupné signály pak budou ležet uvnitř oblasti, ohrazené zdola křivkou, která popisuje závislost prahu citlivosti sluchu (tj. amplitudy nejslabšího ještě postřehnutelného signálu) na kmitočtu, a shora křivkou určenou kmitočtovou závislostí „prahu bolesti“. Názorně je to ukázáno na obr. 2.



Obr. 2. Vymezení oblasti slyšitelných signálů

Ze školy si zpravidla pamatujeme, že kmitočtový rozsah sluchu je 20 Hz až 20 kHz. V jazyce předchozího odstavce to znamená, že při kmitočtu 20 Hz a 20 kHz je práh citlivosti totožný s prahem bolesti. Toto vymezení není zcela přesné a není ani „ostré“, navíc pro různé osoby jsou příslušné prahy různé a měří se s denní dobou, momentální indispozicí a věkem. Ze zkušenosti je nicméně známo, že signály s kmitočty mimo uvedený interval jsou jako zvuk člověkem vnímány jen naprostě výjimečně. Proto se tento interval přijímá jako konvence pro stanovení, co je akustický signál z hlediska kmitočtu. Co má kmitočet nižší, je infrazvuk, co je výše, je ultrazvuk. Autor si na vlastní uši ověřil, že za příznivých okolností jsou vnímány signály s kmitočtem až 22 kHz. Vjem však již nemá vysloveně zvukový charakter, jde spíš o jakýsi tlak v uších (práh bolesti!).

Největší citlivost má sluchový orgán pro signál o kmitočtu přibližně 3,5 kHz. Vysvětluje se to tím, že v této oblasti se vyskytují zvuky, jejichž vnímání je důležité pro přežití v přírodě, např. syčení hadů, šelest kroku šelmy v trávě a podobně. Amplituda nejslabšího právě slyšitelného zvuku o tomto kmitočtu je přibližně  $2 \cdot 10^{-5}$  Pa (měřeno na vstupu vnějšího ucha). Amplituda nejsilnějšího signálu, který jsme ještě ochotni považovat za zvuk, je asi tak 100 Pa. Bez přihlédnutí ke kmitočtu je tedy sluchový orgán schopen pracovat se signály o rozpětí amplitud v poměru téměř 1 : 5 000 000. Kmitočtové roz-

pětí je poněkud menší, jen asi 1 : 1 000. Velikost těchto rozpětí je jedním z důvodů, proč se amplituda, kmitočet a příbuzné veličiny v akustice zobrazují zpravidla v logaritmickém měřítku. Druhým důvodem je to, že subjektivní míra vjemu odpovídající té které veličině (u kmitočtu je to výška tónu, u amplitudy hlasitost) narůstá přibližně úměrně logaritmům příslušné veličiny.

Dosavadní úvahy se týkaly harmonických signálů. Vnímání signálů jiného průběhu již není možné charakterizovat tak jednoduše, stejně jako není možné takový signál jednoznačně popsat pouze amplitudou a kmitočtem, popř. fázovým posuvem. Základní způsob popisu obecného signálu je udání jeho časového průběhu. U periodického signálu samozřejmě stačí udat průběh jedné periody. Kromě toho je možné definovat veličiny, které signál popisují globálně, bez podrobností. Takovými veličinami jsou efektivní a střední hodnota. Efektivní hodnota určuje průměrný výkon signálu resp. energii signálu přenesenou. Pro harmonický signál je její velikost rovna amplitudě dělené druhou odmocninou ze dvou. Střední hodnotou se obvykle rozumí aritmetický průměr ze souboru konečného počtu veličin. U signálu se spojitým průběhem je nutné střední hodnotu definovat s použitím integrálního počtu (to platí i o hodnotě efektivní), přičemž se fakticky nejedná o střední hodnotu jako takovou. Ta by totiž byla rovna stejnosemně složce, kterou u akustických signálů neuvažujeme, neboť vlastně odpovídá barometrickému tlaku. Veličina, která se u signálu označuje jako střední hodnota (average value), je ve skutečnosti střední hodnota matematické absolutní hodnoty okamžité hodnoty signálu za jistý časový interval, u periodického signálu za jednu periodu. Krkolomnost předchozí věty je důsledkem snahy slovně formulovat cosi, co je dáno v podstatě jednoduchým matematickým vyjádřením. Tím se však nyní nebude zábývat. U harmonického signálu je tato „střední hodnota“ rovna násobku  $2/\pi$  hodnoty amplitudy.

Také globální veličiny akustického signálu popisujeme zpravidla v logaritmickém měřítku. Definujeme tzv. *hladinu veličiny* jako desítkový logaritmus poměru hodnoty této veličiny k hodnotě referenční. U efektivní hodnoty akustického tlaku je touto referenční hodnotou  $2 \cdot 10^{-5}$  Pa. Hladinu udáváme v decibelech, takže referenční hodnotě náleží hladina 0 dB. Přírůstek o 10 dB odpovídá takovému přírůstku sledované veličiny, který působí zvětšení výkonu odpovídajícího dané veličině na desetinásobek. Akustický výkon procházející elementární plochou je úměrný druhé mocnině akustického tlaku na této ploše. Vzrůstu efektivní hodnoty akustického tlaku na desetinásobek tudíž odpovídá vzrůst výkonu na stonásobek a zvýšení hladiny o 20 dB, což používáme jak pro hladinu výkonu, tak pro hladinu akustického tlaku. Referenční hodnota akustického výkonu je  $10^{-12}$  W, tedy 1 pW (pikowatt). Akustický výkon vztázený na jednotku plochy se nazývá *intenzita zvuku* a referenční hodnotou hladiny intenzity je 1 pW/m<sup>2</sup>.

Další důležitou veličinou je *akustická rychlosť*. Ta udává rychlosť pohybu čisticí prostředí, v němž se zvuk šíří, vyvolanou vztahem. Částice v tomto případě nejsou molekuly. Ty se neustále a víceméně nahodile

pohybují nezávisle na tom, zda se prostředím zvuk šíří či nikoliv (tepelný pohyb). Spiše si tyto „částice“ můžeme představit jako jakési elementární oblasti či buňky (popř. něco jako jednotlivé bublinky v pěně). Jejich rozmezí leží někde mezi vlnovou délou a šířicí se zvuku a mezimolekulovou vzdáleností. Tyto buňky jsou pružné a následkem vztahu kmitají určitou rychlosťí okolo své rovnovážné polohy, která se při šíření zvuku nemění – nejdé tedy o postupnou rychlosť, jak je tomu u rychlosti zvuku v obvyklém smyslu. Akustická rychlosť má opět jistou okamžitou, efektivní a střední hodnotu a hladinu. Mezi hodnotami akustické rychlosti v akustickém tlaku  $p$  je přímá úměrnost, která je u rovinové zvukové vlny vyjádřena vztahem

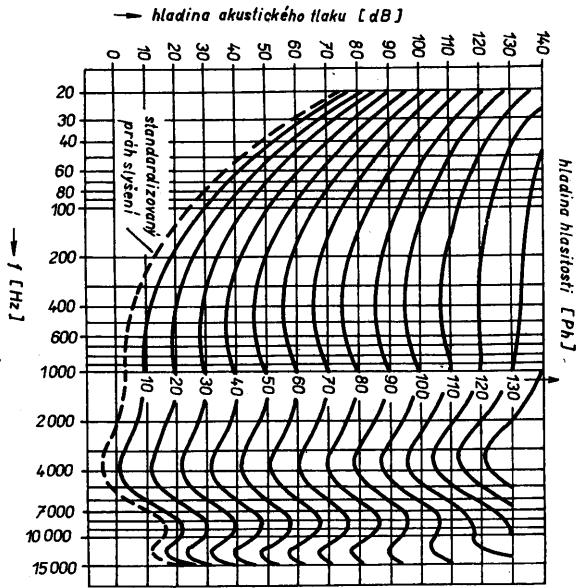
$$p = v c_0 \rho \quad (3)$$

kde  $c_0$  je rychlosť zvuku a  $\rho$  je hustota vzduchu.

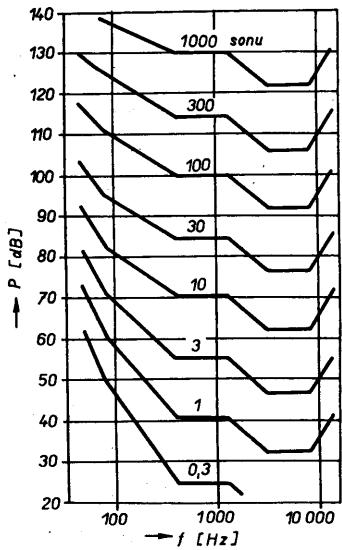
Akustický tlak, rychlosť, výkon a intenzita charakterizují zvuk fyzikálně, tedy nezávisle na vnímání zvuku. Pouze referenční hodnoty jsou voleny tak, že přibližně odpovídají prahu slyšení a korespondují tak s vlastnostmi lidského sluchu. Aby bylo možné zvukové dění kvantitativně popisovat s přihlédnutím k vlastnostem sluchového orgánu, zavádějí se veličiny, které respektují především kmitočtovou závislost jeho citlivosti. Takovou veličinou je např. *hladina hlasitosti*, jejíž jednotkou je fón (Ph). Zvukový signál harmonického průběhu s libovolným kmitočtem má hlasitost  $x$  fónů, jestliže je subjektivně vnímán se shodnou hlasitostí jako harmonický signál o kmitočtu 1 kHz a hladině  $x$  decibelů.

Jestliže v souřadnicovém systému logaritmus kmitočtu / hladina akustického tlaku spojíme souvislými čarami body příslušející signálům vnímaným se shodnou hlasitostí, dostaneme soustavu tzv. *křivek stejné hlasitosti*. Křivky vybrané pro hodnoty hlasitosti odstupňované po 10 Ph (tedy po 10 dB na kmitočtu 1 kHz) se v literatuře uvádějí jako Fletcher - Munsonovy křivky (podle autorů, kteří prováděli první měření). Jejich průběh byl stanoven na základě testování sluchu většího počtu osob, takže průběhy u konkrétních osob mohou být dosti odchylné. Obvykle uvedané průběhy jsou na obr. 3. Tyto průběhy se dnes považují za nevyhovující, neboť výsledky novějších měření se od nich dosti liší. Doporučuje se používat křivky podle Stevensa (obr. 4). Společným rysem všech starších i novějších výsledků měření je nicméně to, že ukazují pokles citlivosti sluchu směrem k nízkým kmitočtům, který je tím výraznější, čím nižší hladina zvuk má. Tato skutečnost je velmi důležitá i z hlediska konstrukce a hodnocení reproduktoričkových soustav; k tomu se ještě vrátíme.

Nyní bychom již mohli definovat základní technické požadavky pro reproduktoričkové soustavy. Pokud by měl být využit celý sluchový rozsah, pak by „stačilo“, aby soustava byla schopná reprodukovat signály v kmitočtovém pásmu 20 Hz až 20 kHz s maximální hladinou akustického tlaku v místě poslechu 125 dB. První ošemetnost takto zjednodušeného přístupu však spočívá již ve slo-



Obr. 3. Fletcher - Munsonovy křivky stejné hlasitosti



Obr. 4. Křivky stejné hlasitosti podle Stevensse

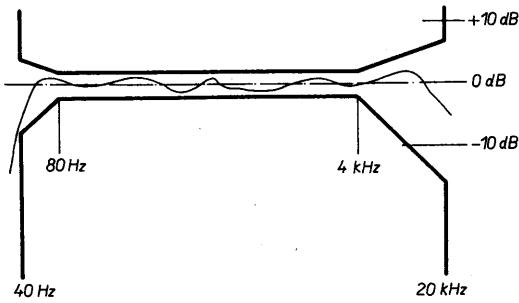
vech „v místě poslechu“. Při volném šíření zvuku všemi směry je akustický tlak v prvním přiblížení nepřímo úměrný vzdálenosti. To znamená, že při zdvojnásobení vzdálenosti klesne jeho hladina o 6 dB a při zdesateronásobení o 20 dB. Není obtížné dosáhnout krátkodobé hladiny 125 dB ve vzdálenosti nepřesahující 1 m od reproduktoričkové soustavy, při větších vzdálenostech už to však snadně není. Naštěstí to ani není potřebné, snad až na některé speciální případy, spadající však spíše do oblasti bojové techniky.

Při přesnéjších úvahách je nutné počítat s tím, že se akustický tlak se vzdáleností zmenší na vyšších kmitočtech střemí než nepřímo úměrně. A dále, pokud šíření zvuku není volné, tj. vznikají odrazy, je průběh zmenšování zcela odlišný. V uzavřených prostorách dochází např. k tomu, že po dosažení jisté vzdálenosti od zdroje zvuku hladina již dále neklesá. Tuto vzdálenost nazýváme *poloměr doznívání* a její velikost

se pohybuje přibližně v rozmezí od jednoho metru v obytných místnostech do dvaceti metrů ve velkých sportovních halách. Dalšími podrobnostmi se zatím nebudeme zabývat. Problematice vysokých akustických tlaků a velkých prostorů se budeme venuovat ve zvláštním oddíle a naše úvahy předběžně omezíme na reprodukci zvuku v obytných místnostech a prostorech jím podobných (např. zvukové režie).

Pokud konstruujeme reproduktoričkovou soustavu pro domácí poslech hudby, můžeme požadavky na maximální akustický tlak stanovit podle toho, jakých hladin se obvykle dosahuje při hudebních produkciích, přičemž přihlédneme k zvukové izolaci obytných místností. Symfonický orchestr produkuje v koncertním sále zvuk o hladině akustického tlaku do 100 dB, při koncertech rockových skupin byly naměřeny hodnoty nad 120 dB. Za rozumný kompromis by tedy bylo možné považovat 110 dB. To se samozřejmě týká hodnot krátkodobých, „špiček“. Dlouhodobý průměr může být až o 20 dB nižší. Zkušenosť ukazuje, že průměrná hodnota 80 dB v obývacím pokoji je už docela slušný rámus, který jsou sousedé ochotni snášet pouze v případě, že trpí vadou sluchu nebo jsou na dovolené. Lze tudíž předpokládat, že dimenzování reproduktoričkové soustavy na maximální hladinu 110 dB ve vzdálenosti 1 m (poloměr doznívání!) bude více než dostačující. Prakticky stejná je situace u reproduktoričkových soustav pro použití ve studiích. Rozdíl je jen v tom, že požadavky na maximální akustický tlak mohou být poněkud vyšší a problémy se sousedem odpadají. Za rozumné maximum je možno považovat 115 dB, i když v literatuře se občas setkáváme s podstatně vyššími nároky. Otázkou je, zda tyto nároky plynou z vysokých estetických požadavků či ze značné pokročilosti poškození sluchu zvuka jako choroby z povolání.

S maximální hladinou akustického tlaku souvisí jeden parametr, který je velmi významný zejména z obchodního hlediska, totiž výkon (správnější příkon) reproduktoričkové soustavy. Jaký má ta soustava výkon – to bývá jedna z prvních otázek. Akustický výkon 1 W při všeobecném šíření zvuku produkuje ve vzdálenosti 1 m od zdroje hladinu akustického tlaku 109 dB. Účinnost reprodu-



Obr. 5. Příklad vymezení tolerančního pole

kovaných soustav je však velmi malá, nejvíce několik málo procent. Většina elektrického výkonu do soustavy přivedeného se mění v teplo. Dalo by se vlastně říci, že reproduktoričkovou soustavu je zařízení, které přeměňuje elektrickou energii v tepelnou, přičemž vedlejším produktem je zvuk. O podílu tohoto „vedlejšího produktu“ na celkové energetické bilanci nás informuje veličina zvaná *charakteristická citlivost*. Ta udává, jakou hladinu akustického tlaku produkuje soustava v dané vzdálenosti (zpravidla 1 m) při daném buzení (zpravidla zdánlivý příkon 1 VA). Její hodnota se obvykle pohybuje v rozmezí 85 až 105 dB (1 VA, 1 m). Podrobnosti se budeme zabývat později. Zatím stačí konstatovat, že údaj výkonu resp. příkonu bez udání citlivosti udává pouze maximální topný výkon, který je soustava schopna bez poškození přivést do místnosti. Pro dosažení hladiny 110 dB v jednom metru je při citlivosti 87 dB (obvyklá hodnota u hifi soustav) nutný příkon 200 VA.

Vymezení kmitočtového pásmo, pro které je reproduktoričkovou soustavu použitelná, má také své specifické základnosti. Každá soustava je teoreticky schopná zpracovávat signál počínaje nulovým kmitočtem a konče nekonečným. Jiná věc je, jakou charakteristickou citlivost má pro ten který kmitočet. Vlastnosti reproduktoričkové soustavy se obvykle popisují *kmitočtovou charakteristikou*, což je grafické vyjádření závislosti charakteristické citlivosti na kmitočtu v logaritmickém měřítku. Soustava je vhodná pro takové kmitočtové pásmo, v němž je její citlivost přijatelně velká a s kmitočtem se příliš nemění. Pro určení tohoto pásmá se definuje toleranční pole jako pás mezi dvěma hodnotami citlivosti, do kterého se charakteristika musí „vejít“ (obr. 5). Také je možné stanovit jmenovitou citlivost a použitelné pásmo vymezit kmitočty, mezi nimiž se citlivost neodchylí od jmenovité hodnoty více než je přípustná tolerance (např.  $\pm 3$  dB). Pokud některý výrobce udává „kmitočtový rozsah“ bez uvedení tolerancí, má takový údaj podobnou cenu jako údaj výkonu bez citlivosti – tedy nulovou.

Většinou není nutné, aby kmitočtová (přesnéjší amplitudová) charakteristika soustavy byla „rovná“ od 20 Hz do 20 kHz. Pokud charakteristika leží v pásmu 6 dB mezi kmitočty 40 Hz a 18 kHz, je to výsledek více než slušný. Také není nutné, aby v celém pásmu byla soustava schopna reprodukovat signál v maximální možné hladině. Například u vážné hudby je 99 % výkonu soustředěno v pásmu od 63 Hz do 4 kHz, u pop-music pak od 31,5 Hz do 12,5 kHz. Bohužel objektivní posouzení vlastností reproduktoričkové soustavy z hlediska maximálního výkonu nebo zatížitelnosti je věc velmi

složitá. Pokud má být navíc uvážena kmitočtová závislost těchto hraničních hodnot, je to problém téměř neřešitelný. Proto je nutné ke všeskrým údajům tohoto druhu přistupovat velmi opatrně. K této problematice se ještě vrátíme.

### 3. Přenos signálu

Z signál lze považovat každý fyzikální děj, který může přenášet informaci. Ve slově děj je skryta představa proměny v čase. A všechny signály, které spadají do rámce našich úvah v této publikaci, se skutečně dají modelovat matematickým popisem jako funkce času, popisující časovou závislost hodnoty nějaké fyzikální veličiny. Takovou veličinou může být například proud, akustický tlak, ale také třeba teplota, světelný tok nebo intenzita magnetického pole.

Jestliže signál do nějakého zařízení vstupuje a opět z něj – zpravidla ve více či méně pozměněné podobě – opět vystupuje, hovoříme o přenosu signálu. Také přenos signálu je možné matematicky modelovat. Takovým modelem je zobrazení, spojující vstupní a výstupní funkci přenosového systému. Zobrazení mezi funkcemi se v matematické terminologii nazývá operátor a podle této terminologie je tedy přenos systému matematicky popsán operátorem přenosu, který modelové funkci vstupního signálu přiřazuje modelovou funkci signálu výstupního. Výstupní signál je pak obrazem vstupního signálu. Termín operátor budeme přiležitostně používat, aniž bychom se hlouběji zabývali matematickou teorií. O některých speciálních vlastnostech operátorů popisujících přenos signálu pohovoríme v dodatku. Jedenou z těchto vlastností je *linearita*.

V předchozím textu jsme několikrát použili termínů typu „kmitočtová závislost“, „kmitočtová charakteristika“, „kmitočtové pásmo“ a podobně. Přitom jsme nijak nedefinovali, oč se vlastně jedná. Podívejme se na to nyní poněkud blíže.

V kapitole 2 jsme si řekli, že signál je děj, proměna nějaké veličiny v čase, a tento děj je možné modelovat jistou funkcí času. Hovoříme o popisu signálu v časové doméně. Existuje ale ještě jedna možnost modelování signálu, která je popis v časové doméně zcela rovnocenná. Tou je popis v *doméně kmitočtové*. Pro jeho přesnou definici je nutný dosti náročný matematický aparát, jehož základy uvedeme v dodatku. Jeho podstatou je to, že existuje jisté matematické zobrazení (operátor), které funkci, jejíž nezávislostí na proměnnou je čas, přiřazuje jinou funkci, jejíž nezávislostí na proměnnou neboli argumentem je převážená hodnota času. Převážená hodnota času fyzikálně odpovídá kmitočtu, takže by se také dalo říci, že funkci času přiřazujeme tímto zobrazením funkci kmitočtu. V tomto případě však nejde o kmitočet ve smyslu kmitočtu nějakého periodického signálu (což by bylo reálné číslo), nýbrž o obecnou matematickou veličinu, jejíž hodnota je komplexní. Je zde tedy podstatný rozdíl oproti operátoru popisujícímu přenos signálu systémem. Takový operátor totiž přiřazuje jedné funkci času jinou funkci času.

Zobrazení, které převádí popis signálu v časové doméně na popis v doméně kmitočtové, realizuje tzv. Fourierova transformace. Výsledek této transformace, kterým je funkce komplexního kmitočtu, se často na-

zývá *spektrum* nebo spektrální funkce signálu. Spektrum signálu je tedy jistá komplexní funkce komplexního „kmitočtu“. Matematické vyjádření transformace (viz dodatek) může být dojem, že časový průběh signálu se získá jako součet časových průběhů nekonečně mnoha harmonických signálů, „spektrálních složek“ o nekonečně mnoha různých kmitočtech. Přitom amplituda a fázový posuv každé složky je určena hodnotou výsledné spektrální funkce kmitočtu pro ten který kmitočet. Takový pohled je ale zásadně chybný. Je nutné si uvědomit, že jak popis v časové doméně, tak popis v doméně kmitočtové jsou pouze modely. Tyto modely jsou si rovnocenné, z jednoho lze jednoznačně odvodit druhý a naopak, a konkrétní podobu kteréhokoli z nich je možné udat teprve tehdy, když signál již proběhl, je hotov, ukončen. Harmonický signál však – jako ostatně žádný periodický signál – nikdy neniká a není jej tedy možné považovat za reálně existující „složku“ takto modelovaného signálu. Ve skutečnosti onen matematický model a transformace pouze na papíře vypadají, jako by popisovaly nějaké „skládání“. Veškeré jejich specifické vlastnosti vyplývají z abstraktních matematických zákonitostí a mají pramálo společného s věcnou realitou. Totéž ostatně platí o popisu v časové doméně, jakkoliv se může zdát, že ten odpovídá věcné realitě lépe.

Nyní si patrně mnohý čtenář položí otázku, k čemu tedy takové hraní s matematikou. Nuže, smyslem modelování je to, že správně vytvořený model umožňuje dát správné předpovědi. Jinými slovy, máme-li fungující model signálu a systému, můžeme předpovědět, co systém se signálem udělá. Pravda, před chvílí jsme řekli, že signál můžeme popsat, teprve když proběhl. Proto je nutné smyslu modelování rozumět takto:

Jestliže máme nějaký předpoklad, jak bude vypadat signál na vstupu systému, pak na základě modelové teorie můžeme vyslovit předpoklad, co se bude dít na výstupu systému. A pokud se nás předpoklad o vstupním signálu splní, pak, je-li nás model správný, splní se i nás předpoklad o dění na výstupu systému. Praktický smysl spočívá v tom, že můžeme mnoho udělat pro to, aby vstupní signál skutečně odpovídal našemu předpokladu. Například tento signál vytvoříme generátorem nebo přehrajeme ze záznamu, který předem známe. A právě zde se ukazuje výhodnost popisu v kmitočtové doméně. Chování systému (přenos signálu) je v časové doméně popsáno jistým integro-diferenciálním operátorem. Při popisu v kmitočtové doméně je přenos signálu popsán opět operátorem. Nejdé však již o integro-diferenciální operátor, nýbrž o prosté násobení signálu (resp. jeho modelu v kmitočtové doméně, tedy spektru) jistou funkcí kmitočtu, která se nazývá *přenosová funkce systému*. V zjednodušeném matematickém vyjádření se dá psát:

$$\text{Vstupní signál } a(j\omega) = F * A(f) \quad (4)$$

$$\text{Výstupní signál } b(j\omega) = F * B(f) \quad (5)$$

$$\text{Model přenosu } B(f) = O * A(f) \quad (6)$$

$$b(j\omega) = T(j\omega).a(j\omega) \quad (7)$$

Veličina  $j\omega$  symbolizuje komplexní „kmitočet“ jako nezávisle proměnnou v kmitočtové doméně (je i imaginární jednotka),  $F$  je Fourierova transformace (operátor),  $O$  je operátor přenosu v časové doméně, hvězdička značí působení operátoru a  $T(j\omega)$  je přenosová funkce, definující, jak dále uvidíme, také onu tolik proslulou kmitočtovou charakteristiku. Časovému průběhu  $A(f)$  přísluší spektrum  $a(j\omega)$ , podobně je tomu pro  $B(f)$  a  $b(j\omega)$ . Pozor! Spektrum charakterizuje signál, zatímco přenosová funkce (resp. kmitočtová charakteristika) popisuje přenosový systém!

Právě předložený výklad má velmi daleko do matematické korektnosti. Matematická symbolika zde slouží spíše jako ilustrace. To napravíme v dodatku. Podotkněme jen, že všechny matematické objekty týkající se kmitočtové domény jsou komplexní veličiny. Komplexní je veličina  $j\omega$ , spektrum i kmitočtová charakteristika. Rovněž Fourierova transformace je zavedena s použitím komplexních čísel. Také tato okolnost přispívá k našemu tvrzení, že se jedná vesměs o modely. Aby se zdůraznilo, že argument přenosových funkcí v kmitočtové doméně není kmitočtem nějakého konkrétního periodického signálu, ale že se jedná o obecnější matematickou veličinu, označuje se ve výrazech pro přenosové funkce tento argument zpravidla písmenem  $f$  namísto  $j\omega$  (v anglické literatuře je běžnější  $s$ ). Toto označení vychází ze zvyklosti při používání Laplaceovy transformace, která s Fourierovou úzce matematicky souvisí (lit. [1]).

S využitím popisu v časové doméně můžeme přibližně definovat linearitu systému. Předpokládejme, že do systému vstupuje signál, jehož spektrální funkce je pro jistý kmitočet nulová. Jestliže je systém lineární, pak pro tento kmitočet bude nulová i spektrální funkce výstupního signálu, a to nezávisle na konkrétním charakteru vstupního signálu.

Kmitočtovou charakteristiku známe jako křivku. Tato křivka je grafickým vyjádřením průběhu absolutní hodnoty přenosové funkce ( $|T(j\omega)|$  podle (7)) pro případ, že  $\omega$  v jejím argumentu nabývá reálné hodnoty  $2\pi f$ . Absolutní hodnota přenosové funkce je reálnou funkci reálného argumentu  $f$ . Absolutní hodnota komplexního čísla se nazývá také modul nebo amplituda, proto by se vlastně mělo používat názvu modulová nebo amplitudová charakteristika. To má jistou fyzikální souvislost s přenosem harmonického signálu. Pokud je totiž přenos systému popsán lineárním operátorem (viz dodatek), pak se při průchodu harmonického signálu tímto systémem mění jeho amplituda. Změna amplitudy spočívá v tom, že amplituda výstupního signálu je rovna amplitudě vstupního signálu násobené hodnotou přenosové funkce pro příslušný kmitočet, přesněji řečeno kmitočet harmonického signálu  $f$  násobený  $2\pi f$ , tedy  $j\omega = 2\pi f$ . Hodnota přenosové funkce je obecně komplexní číslo. Jeho absolutní hodnota (modul, amplituda) pro hodnotu argumentu  $2\pi f$  udává poměrnou změnu amplitudy (případně střední nebo efektivní hodnoty) harmonického signálu o kmitočtu  $f$  při průchodu signálu systémem. Fázový úhel komplexní

hodnoty přenosové funkce souvisí s posuvem fáze signálu. Kmitočtová (modulová, amplitudová) charakteristika v obvyklém slova smyslu tedy udává závislost poměrné změny amplitudy harmonického signálu při průchodu systémem na kmitočtu tohoto signálu. V matematickém vyjádření to vypadá takto:

$$T(j\omega) = \operatorname{Re}(j\omega) + j\operatorname{Im}(j\omega) \quad (8a)$$

$$T(j\omega) = T^*(j\omega) \cdot |\cos(\operatorname{arg}(j\omega)) + j\sin(\operatorname{arg}(j\omega))| \quad (8b)$$

$$T^*(j\omega) = \sqrt{(\operatorname{Re}^2(j\omega) + \operatorname{Im}^2(j\omega))} \quad (8c)$$

$$\phi(j\omega) = \arctg(\operatorname{Re}(j\omega)/\operatorname{Im}(j\omega)) \quad (8d)$$

Připomeňme si, že  $\exp(jx) = \cos(x) + j\sin(x)$  – tzv. Moivrova věta. Proto můžeme psát

$$T(j\omega) = T^*(j\omega) \cdot \exp(j\phi(j\omega)) \quad (8e)$$

Ve výrazech (8b,c,d,e)  $T^*$  označuje amplitudu přenosové funkce a  $\phi$  její fázi; obě jsou funkciemi kruhové frekvence  $\omega$ . Harmonický signál sice reálně neexistuje, ve smyslu kapitoly 2 se však můžeme spokojit se signálem trvajícím „dostatečně dlouho“. Ve všech našich dalších úvahách se omezíme právě na takové signály, nebude-li uvedeno něco jiného. Velikost signálu budeme popisovat zpravidla jeho efektivní hodnotou.

#### 4. Analogie

Popis přenosových vlastností je nejsnázé odvoditelný u elektrických obvodů, jejichž vstupními i výstupními signály jsou časově proměnné elektrické veličiny. Různými metodami a zákonitostmi se zabývá teorie obvodů, která v podstatě vychází z Ohmova zákona a Kirchhoffových zákonů. Znalost těchto zákonů si předběžně dovolíme předpokládat, některým podrobnostem se věnujeme v dodatku. U objektů jako jsou reproduktory je situace poněkud svízelnější. Vstupním signálem reproduktoru je totiž elektrická veličina (např. napětí), výstupním však veličina akustická (např. akustický tlak). Hovoříme o **elektroakustických měničích**, jelikož v takovém zařízení dochází k přeměně elektrické energie na akustickou.

Akustická energie je vlastně zvláštním případem mechanické energie. Popis specifických vlastností a chování akustických soustav se však značně liší od popisu soustav, které běžně označujeme jako mechanické, a které se skládají především z těles různě mezi sebou spojených či interagujících. Nedilnou složkou každé akustické soustavy je totiž prostředí, v němž se šíří signál v podobě vlny. Proto při popisu akustických soustav se energie a další původem mechanické veličiny již v názvosloví odlišují od analogických veličin v soustavách mechanických. Toto odlišení má však ještě jeden důvod, který vynikne zejména u elektroakustických měničů. Jen ve zcela výjimečných případech totiž dochází k přímé přeměně elektrické energie na akustickou. Jedním takovým případem je např. vznik zvukového efektu při elektrickém výboji. Pokud je automobil známá, existuje pouze jediná prakticky

použitelná konstrukce elektroakustického měniče, pracující s takovou přímou přeměnou – tzv. ionofon. Všechny ostatní konstrukce měničů jsou založeny na přeměně elektrické energie na mechanickou a její následné přeměně na akustickou. To znamená, že nepostradatelnou součástí elektroakustického měniče je nějaké těleso, které se působením elektrického signálu dává do pohybu. Pohybující se povrch tohoto tělesa pak v prostředí, které je obklopuje, vybudí vzruch, tedy akustický signál. To znamená, že u takového měniče je možné rozlišit část elektrickou, mechanickou a akustickou, přičemž akustická část již nemusí být součástí měniče; většinou je to prostředí, které mění obklopuje.

K tomu, aby se těleso dalo do pohybu, je zapotřebí síla. Podle toho, jaký fyzikální mechanismus je využit pro transformaci vstupní elektrické veličiny na sílu, lze elektroakustické měniče rozdělit na **elektrostatické, elektromagnetické, elektrodynamické a piezoelektrické**. My se budeme zabývat především měniči elektrodynamickými. U nich se využívá toho, že na vodič, jímž protéká elektrický proud, působí v magnetickém poli jistá síla, tzv. ponderomotorická síla, která je tomuto proudu přímo úměrná. Jde tedy o lineární transformaci elektrického proudu na mechanickou sílu. Pokud některý z čtenářů narazil na termín „izodynamický“, nechť je ubezpečen, že i v tomto případě jde o elektrodynamický princip měniče ve speciálním uspořádání (izodynamický páskový reproduktor).

Reproduktor, chápán jako přenosový systém, má elektrický výstup a akustický výstup. Z elektrické strany se chová jako dvojpól, kterým při určitém napětí protéká proud. Stejnosměrné (časově neproměnné) napětí na dvojpólu je podle Ohmova zákona přímo úměrné proudu dvojpólem protékajícímu, přičemž konstantou úměrnosti je odpor. Pokud se napětí s časem mění, je situace složitější. Neobsahuje-li dvojpól žádné prvky akumulující energii, je rovněž popsán odporem, který je v takovém případě konstantou úměrnosti mezi okamžitými hodnotami proudu a napěti. Jestliže k akumulaci energie dochází, je vztah mezi časovým průběhem napěti a proudu popsán integro-diferenciálním operátorem. Situace je obdobná přenosu signálu ze vstupu na výstup systému; dvojpól můžeme považovat za systém, kde například napětí interpretujeme jako vstupní veličinu (nezávisle proměnnou) a proud jako vstupní výstupní (závisle proměnnou).

Vše, co bylo v souvislosti s přenosem signálu řečeno o transformacích, operátorech, doménách a podobně, lze přiměřeně použít i na vztah mezi napětím na dvojpólu a proudem, který dvojpolem protéká. To je obzvlášť užitečné v případě, když je časový průběh napěti resp. proudu harmonický. Pak totiž platí přímá úměrnost mezi amplitudami napěti a proudu i jejich efektivními a středními hodnotami. Konstanta úměrnosti se nazývá **impedance**, má rozměr odporu, její hodnota je však komplexní a závisí na kmitočtu. Nejdříve se tedy vlastně o konstantu, nýbrž o funkci analogickou přenosové funkci systému. Pokud chceme dvojpól úplně popsat pomocí impedance, musíme udat její závislost na kmitočtu jak co do amplitudy, tak co do fáze. Tzv. **charakteristická impedance** reproduktoru by měla odpovídat minimální

hodnotě, které impedance reproduktoru nabývá v pracovním pásmu. Ve skutečnosti tomu tak většinou není. Podrobnosti uvedeme později.

Obvyklý zápis Ohmova zákona pro stejnosměrné veličiny má tvar

$$U = I \cdot R, \text{ popř. } I = U/R \quad (9a,b)$$

Jestliže odpor  $R$  nahradíme impedancí, která se zpravidla značí písmenem  $Z$ , pak tento zápis zůstává v platnosti i pro harmonický signál, pokud za proud a napětí dosadíme amplitudu nebo efektivní (střední) hodnotu příslušné časově proměnné veličiny. Absolutní hodnota (modul) impedance určuje vztah mezi velikostmi charakteristických hodnot a fázový úhel impedance udává fázový rozdíl mezi napětím a proudem. Analogicky výraz (8e) můžeme psát

$$Z(j\omega) = Z(\omega) \cdot \exp(j\phi(\omega)) \quad (10)$$

Můžeme také použít zápis ve tvaru

$$Z(j\omega) = R(\omega) + jX(\omega) \quad (11)$$

kde  $R(\omega)$  je rezistivní (reálná) a  $X(\omega)$  reaktivní složka impedance. Souvislost mezi vyjádřeními podle (10) a (11) je vyjádřena vzorec

$$Z(\omega) = \sqrt{[R^2(\omega) + X^2(\omega)]} \quad (12)$$

$$\phi(\omega) = \arctg [X(\omega)/R(\omega)] \quad (13)$$

Pokud je dvojpól tvořen pouze rezistivními (tj. energii neakumulujícími) prvky, je reaktivní složka jeho impedance nulová a rezistivní nezávisí na kmitočtu; impedance rezistoru o odporu  $R$  je rovna  $R$ . Impedance kondenzátoru o kapacitě  $C$  je pro kruhovou frekvenci  $\omega$  rovna  $1/j\omega C$ , indukčnosti  $L$  odpovídá impedance  $j\omega L$ . S využitím těchto vztahů můžeme Ohmův zákon pro **amplitudy** elektrických veličin s harmonickým časovým průběhem psát ve tvaru.

$$I = U/R \quad (14a)$$

$$I = U \cdot \omega \cdot C \quad (14b)$$

$$I = U/(j\omega L) \quad (14c)$$

Tyto vztahy jsou celkem známé. Méně už je známo, že i mechanické veličiny a mechanické soustavy je možné popisovat podobným způsobem. Za výchozí veličiny pro tento účel volíme sílu a rychlosť, které mají jistou okamžitou hodnotu a také hodnotu efektivní a střední. Předpokládejme, že časově proměnná síla působí na prvek mechanické soustavy, jímž může být hmotnost, poddajnost (např. pružiny) nebo tzv. mechanický odpor (který je realizovatelný např. hydraulickým nebo pneumatickým tlumičem). Bod, ve kterém síla působí, se bude pohybovat v závislosti na této síle a vlastnostech mechanického prvku. Jeho pohyb můžeme popsat časovým průběhem odchyly jeho okamžité polohy od rovnovážné polohy nebo jeho okamžitou rychlosť, popř. zrychlením. Pokud bude mít síla harmonický průběh o kruhovém kmitočtu  $\omega$ , budou mít harmonický průběh i další veličiny. Označme-li amplitudu výchylky  $y$ , budou amplitudy těchto veličin dány vztahy

$$v = \omega \cdot y \quad (\text{rychlosť}) \quad (15a)$$

$$a = \omega^2 \cdot Y = \omega \cdot v \quad (\text{zrychlení}) \quad (15b)$$

Jestliže síla působí na prvek, který je popsán poddajností  $c$ , pak výchylka je úměrná této síle a poddajnosti. To je tzv. Hookův zákon, který jinými slovy říká, že velikost pružné deformace je přímo úměrná velikosti síly, která tuto deformaci působí. Působení sila proti mechanickému odporu  $r$ , je této síle úměrná rychlosť výsledného pohybu, která je současně nepřímo úměrná odporu. A konečně při působení síly na hmotnost  $m$  je síle úměrné zrychlení, jež je přitom nepřímo úměrné hmotnosti (zákon setrvačnosti, první zákon Newtonovů). Tyto zákonitosti můžeme vyjádřit vzorcí

$$F = y/c \quad (16a),$$

$$F = v \cdot r \quad (16b),$$

$$F = a \cdot m \quad (16c).$$

S použitím vztahů (15a), (15b) můžeme vztahy (16a) až (16c) přepsat ve tvaru

$$v = F/r \quad (17a),$$

$$v = F \cdot \omega \cdot c \quad (17b),$$

$$v = F / (\omega \cdot m) \quad (17c).$$

Tyto vztahy jsou zcela analogické vztahům (14a) až (14c) s tím, že napětí odpovídá síla, proudu rychlosť, elektrickému odporu mechanický odpor, kapacitě poddajnost a indukčnosti hmotnost. Můžeme tedy zavést pojem *mechanické impedance* jakožto analogie impedance elektrické. Mechanická impedance vlastně kvantitativně udává, jak dalece je prvek mechanické soustavy (hmotnost, poddajnost, mech. odpor) schopen vzdorovat síle, snažící se jej uvést do harmonického pohybu. To je analogické impedanci elektrické, kde jde o „schopnost“ vzdorovat napětí, které se snáží elektrickým prvkem (indukčnost, kapacita, odpor), „protlačit“ elektrický proud s harmonickým časovým průběhem.

Elektromechanické analogie se využívají pro popis mechanických soustav, v nichž působí síly s harmonickým časovým průběhem. Můžeme sestavovat schémata těchto soustav formálně shodná se schémata elektrických obvodů a tato schémata vyšetřovat metodami odvozenými z teorie obvodů. Podrobnosti je možno nalézt např. v literatuře [2].

Využití analogie je výhodné zejména při analýze soustav elektromechanických, tedy takových, v nichž se mění elektrická energie na mechanickou nebo naopak. Jak elektrickou, tak mechanickou část soustavy totiž popisujeme stejným „jazykem“ a potřebujeme jen nalézt vhodný způsob, jak vyjádřit spojení těchto soustav. Například u elektrodynamického reproduktoru je spojení mezi elektrickou a mechanickou částí zprostředkováno silovým působením pole magnetu na vodič, který protéká proud. Velikost mechanické síly je úměrná součinu proudu a indukce pole, ve kterém se vodič pohybuje. Existuje také zpětné působení – při pohybu

vodiče v magnetickém poli se ve vodiči indukuje napětí, které je úměrné součinu magnetické indukce a rychlosti pohybu vodiče vůči magnetickému poli. Přechod od elektrické části reproduktoru k mechanické je tedy nutné provést tak, aby napětí odpovídala rychlosť, a proud musí být převeden na sílu. To je poněkud nepříjemné, neboť – jak jsme si již řekli – napětí v elektromechanické analogii odpovídá síla a proudu rychlosť. Nemůžeme tedy této analogie využít bez jistého doplnění.

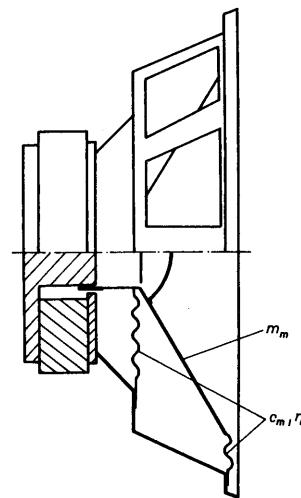
Z teorie obvodů známe prvek, který převádí napětí na proud a proud na napětí. Tento prvek se nazývá gyror a v elektrických obvodech je to prvek hypoteticky, nerealizovatelný běžnými prostředky. Jeho funkci je možné použít napodobit speciálnimi aktivními obvody, čehož se využívá při konstrukci aktivních filtrů. Pro naši potřebu je podstatné, že „motor“ reproduktoru, totiž soustava kmitací čívka – magnet, se v elektromechanické analogii jako takový gyror chová. Pokud tedy sestavíme odděleně schéma elektrické části reproduktoru a analogické schéma jeho mechanické části, mohou být tyto části mezi sebou propojeny prvkem, majícím vlastnosti gyroru. Tento prvek v analogii reprezentuje vlastní přeměnu elektrické energie na mechanickou nebo naopak. Jeho funkce je popsána *gyrační konstantou*, která je do jisté míry obdobou převodního poměru transformátoru. Velikost této konstanty je úměrná velikosti indukce pole  $B$ , ve kterém se pohybuje vodič kmitací čívky, a závisí také (poněkud složitěji) způsobem na délce / tohoto vodiče. Označuje se proto  $Bl$  a někdy se pro ni používá název *silový faktor* (force factor). Funkci tohoto gyroru popisuje rovnice

$$F = I \cdot Bl \quad (18a),$$

$$v = U / (Bl) \quad (18b).$$

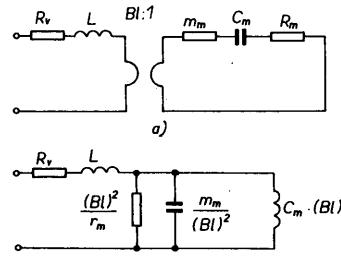
Vlastnosti gyroru můžeme využít k tomu, abychom analogické schéma mechanické části převedli na elektrické, navazující na vlastní elektrickou část. Můžeme také elektrickou část převést na mechanickou stranu. V obou případech se tak „zbavíme“ gyroru, který celkové schéma činí poněkud neprůhledným. Činností gyroru, „gyraci“, se napětí převádí na proud, proud na napětí, odpor na vodivost (a naopak), indukčnost na kapacitu (a naopak) a paralelní spojení prvků na sériové (a naopak). Gyror mezi elektrickou a mechanickou částí převádí napětí na rychlosť, proud na sílu, elektrickou vodivost na mechanický odpor, indukčnost na poddajnost a kapacitu na hmotnost (a naopak). Vznikne tak obvod, který je k původnímu obvodu tak zvaně duální. Tento postup si nejlépe ujasníme na konkrétním příkladě. Podotkneme však ještě, že ne každá elektromechanická soustava obsahuje ve svém analogickém schématu gyror. Elektrostatická a piezoelektrická soustava se bez něj obejde, což souvisí s tím, že mechanismus přeměny energie je u těchto soustav jiný než u soustavy elektrodynamické popř. elektromagnetické.

Na obr. 6 je konstrukční uspořádání elektrodynamického reproduktoru. Hlavními obvodovými prvky elektrické části jsou indukčnost  $L$  a odpor  $R_V$  kmitací čívky, zapojené v sérii. Hlavními prvky mechanické části jsou



Obr. 6. Konstrukce elektrodynamického reproduktoru

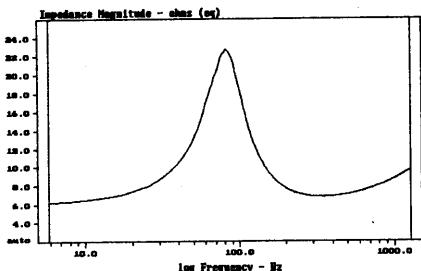
celková hmotnost  $m_m$ , která zahrnuje hmotnost kmitací čívky, membrány, závesu, spolekmitajícího vzduchu atd., dále poddajnost závesu  $c_m$ , a konečně mechanický odpor  $R_m$ , který reprezentuje mechanické ztráty v systému. Jejich účinek, totiž schopnost vzdorovat uvedené do pohybu, se z pohledu budicí síly sčítá. Aby se v souladu s tím sčítaly také jejich hodnoty v analogickém schématu mechanické soustavy, objeví se příslušné prvky v tomto schématu rovněž jako spojené v sérii. Náhradní schéma celé soustavy je na obr. 7a. Do gyroru, spojují-



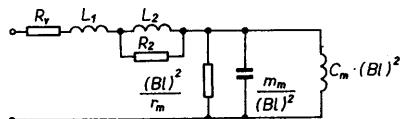
Obr. 7a. Analogické schéma elektrodynamického reproduktoru

Obr. 7b. Analogické schéma převedené na elektrickou stranu

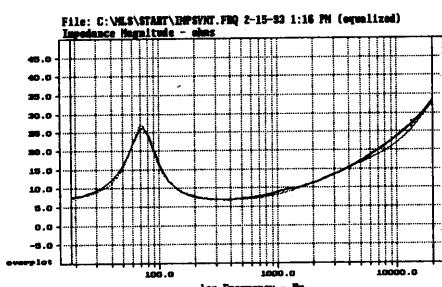
ciho elektrickou část s mechanickou, vstupuje proud kmitací čívky. Výstupní veličinou gyroru je v tom případě síla, která působí na mechanickou část soustavy; v analogii jí odpovídá napětí, přivedené na vstup obvodu popsaného analogickým schématem této části. Schéma vzniklé převedením mechanické části na elektrickou stranu je na obr. 7b. Z něj můžeme odvodit například kmitočtovou závislost impedance reproduktoru. Výsledná modulová charakteristika je zjednodušeně naznačena na obr. 8. U reálného reproduktoru je ještě nutné respektovat ztráty vřivými proudy, vznikajícími v pólových nástavcích magnetického obvodu. Doplněné schéma, které se používá např. v měřicím a simulačním programu MLSSA-SPO, je na obr. 9a. Na obr. 9b jsou průběhy modulu impedance konkrétního reproduktoru získá-



Obr. 8. Modulová charakteristika impedance dynamického reproduktoru



Obr. 9a. Náhradní schéma reproduktoru pro obvodovou simulaci

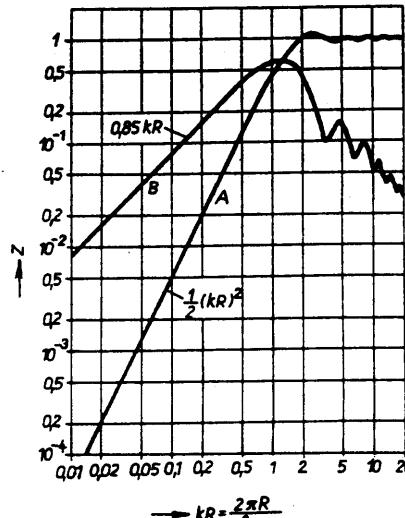


Obr. 9b. Modulová charakteristika impedance naměřená a vypočtená

né měřením i simulací. Shoda je velmi dobrá, použité náhradní schéma tedy dobře vystihuje skutečné chování reproduktoru. I když je toto schéma poměrně složité, je možné je využít například pro řešení výhybk s počítacovou podporou, jak ještě později ukážeme.

Řekli jsme si již, že elektroakustický měnič má vlastně tři části, elektrickou, mechanickou a akustickou. Naznačili jsme, že akustickou částí je především prostředí měnič obklopující, a zmínilí jsme se o tom, že k celkové mechanické hmotnosti pohyblivých částí měniče (kmitající hmotnosti) patří i hmotnost spolukmitajícího prostředí (vzduchu). Nesmíme také zapomenout, že v praxi se skoro nikdy neužívá jen měnič samotný. Bývá vestavěn do více či méně rafinované konstruované ozvučnice a zvuk jím vyzářený se šíří prostorem, který má na výslední efekt zásadní vliv. Vše, co na měnič navazuje, má již výslovňě akustický charakter. Abychom mohli popisovat chování akustické soustavy s přihlédnutím k jejím specifickým vlastnostem, je užitečné zavést ještě jeden druh analogie, totiž tzv. analogii elektro-akustickou.

Zatímco v mechanických soustavách se jedná o pohyb těles, v soustavách akustických pracujeme s plynným prostředím, ve kterém se šíří vlny. Pokud jsou rozdíly prostorů, které toto prostředí vymezují, malé ve srovnání s vlnovou délkom, můžeme postupovat obdobně jako u mechanických soustav. Představme si potrubí o neproměnném průřezu  $S$  a délce  $l$  (viz obr. 10). Objem



Obr. 10. Kmitočtové závislosti normované reálné a imaginární složky vyzařovací impedance kruhové membrány

plynů v tomto potrubí, který označíme  $V$ , je dán vzorcem  $V=S.l$ , a množství plynu o objemu  $V$  má hmotnost  $m$ , která je dána součinem objemu  $V$  a hustoty plynu podle vzorce  $m=V.\rho$ . Budeme-li na plyn v potrubí působit silou  $F$  například pomocí pístu, pak velikost této síly bude dána součinem průřezu pístu (o kterém předpokládáme, že je shodný s průřezem potrubí) a tlaku  $p$ , který působením pístu v plynu vznikne,  $F=p.S$ . Sloupec plynu v potrubí se působením této síly posune o výchylku  $y$ . Objem plynu, který je při této výchylce z potrubí vytlačen nebo do potrubí vtačen, je dáno součinem výchylky a průřezu potrubí. Tento objem nazýváme objemovým posunutím (nebo objemovou výchylkou) a budeme jej značit  $\gamma_V$ . Pohyb plynu v potrubí má určitou rychlosť; její součin s průřezem je objemová rychlosť  $v_V$ . Stejným způsobem definujeme objemové zrychlení  $a_V$  jako součin průřezu a zrychlení posuvného pohybu plynu v potrubí.

Pokud je pohyb plynu v potrubí „brzděn“ pouze setrvačností, je možné využít při jeho popisu z prvního Newtonova zákona. Platí

$$a = F/m \quad (19)$$

a jelikož  $a_V = a.S$ , můžeme psát

$$a_V = F.S/m = p.S^2/m \quad (20)$$

Pohyb reálného plynu potrubím je brzděn ještě následkem vnitřního tření (viskozity). Míra tohoto brzdění je určena rozměry potrubí a vlastnostmi plynu a může být popsána veličinou, kterou nazýváme odpór proudění. Rychlosť výsledného pohybu (posuvná rychlosť, rychlosť proudění) je přímo úměrná sile na plyn (píst) působící a nepřímo úměrná odporu proudění  $r$ , takže

$$v = F/r \quad (21)$$

Objemová rychlosť je dána vzorcem  $v_V = v.S$ , můžeme tedy psát

$$v_V = F.S/r = p.S^2/r \quad (22)$$

Zatím jsme předpokládali, že při pohybu plynu potrubím nedochází k jeho stlačování. Pokud však potrubí na jednom konci uzavřeme, pak při posunu pístu dochází ke stlačení

nebo roztažení plynu (podle směru posunu pístu), tedy ke změně celkového objemu plynu a tím i jeho tlaku. K tomu je zapotřebí určitá síla. Velikost této síly je úměrná součinu přírůstku tlaku a plochy pístu (průřezu potrubí),  $F = S.\delta p$ . Přírůstek tlaku  $\delta p$  je podle zákonů, popisujících chování plynu, při malých změnách tlaku úměrný poměru zmenšení objemu k celkovému objemu  $V$ . Toto zmenšení je shodné s objemovým posunutím  $y.S$ , způsobeným pohybem pístu. Přírůstek tlaku tedy bude úměrný  $y.S/V$  a síla, která tomuto posunu bude odpovídat, bude dána jako

$$F = y.S^2.c_0^2.\rho/V \quad (23)$$

Z tohoto vzorce můžeme odvodit výraz, popisující souvislost mezi objemovým posunutím  $y_V = y.S$  a tlakem  $p$  na vstupu „potrubí“, které v tomto případě reprezentuje uzavřený objem  $V$ :

$$y_V = p.V/(c_0^2.\rho) \quad (24)$$

Pokud se omezíme na pohyby s harmonickým časovým průběhem, můžeme pro souvislost mezi objemovým posunutím, rychlosť a zrychlením odvodit vztahy podobné vztahům (15a) a (15b), které popisují mechanické veličiny. Bude platit, že  $a_V = \omega.v_V$  a obdobně  $y_V = v_V/\omega$ . Ze vztahů (19) až (24) pak můžeme odvodit tyto vzorce:

$$v_V = p/(r/S^2) = p/r_A \quad (25a)$$

$$v_V = p.\omega.V/(c_0^2.\rho) = p.\omega c_A \quad (25b),$$

$$v_V = p/(\omega.m/S^2) = p/(\omega.m_A) \quad (25c).$$

Vztahy (25a) až (25c) jsou zcela analogické vztahům (17a) až (17c), jakož i vztahům (14a) až (14c). Popisují elektroakustickou analogii, v níž napříti odpovídá akustický tlak  $p$ , proud objemová rychlosť  $v_V$ , odpor akustický odpor  $r_A = r/S^2$ , kapacitě akustická poddajnosť  $c_A = V/c_0^2\rho$  a indukčnosti akustická hmotnost  $m_A = m/S^2$ . Dále bychom mohli odvodit způsob přechodu z mechanické soustavy na akustickou. Představime si, že soustavy jsou v praxi spojeny pístem o ploše  $S$ , pak v náhradním schématu se na jeho místě objeví transformátor o převodním poměru  $1/S$ . Do dalších podrobností se již nebude pouštět, jsou uvedeny v literatuře (viz např. [1]).

## 5. Akustické vyzařování

Pro úspěšné dovršení rozboru funkce reproduktoru potřebujeme ještě najít vhodný kvantitativní popis vzniku zvukové vlny jako odezvy prostředí na pohyb membrány. Vydeme z nejčastějšího případu, totiž kruhové membrány. V prvním přiblížení ji můžeme považovat za tuhý kotouč s plochou  $S$ , který vykonává harmonický pohyb o jisté amplitudě (výchylce) nebo rychlosti a jistém kmitočtu. Teoreticky je řešení problému vyzařování kruhové membrány propracováno do nejmenších podrobností (lit. [1]), potřebný matematický aparát je však dosti náročný a obecné výsledky nejsou vždy přehledné. Omezíme se proto pouze na uvedení těch výsledků, které jsou bezprostředně prakticky aplikovatelné.

Jedním ze základních poznatků je to, že obě strany membrány vyzařují akustické vlny o stejně amplitudě a opačné polaritě.

Pokud by membrána kmitala volně v prostoru, šířily by se tyto vlny do celého prostoru a membrána by se chovala jako tzv. akustický dipól. Záříče tohoto typu se sice v praxi používají, jejich vlastnosti je však předurčují jen pro speciální účely. Vlny přicházející do libovolného bodu prostoru od obou stran membrány mají totiž – díky opačné polaritě – tendenci se rušit, což se projevuje například tím, že se akustický tlak produkován dipólovým zářičem zmenšuje se vzdáleností rychleji než přímo úměrně. Ve všech běžných aplikacích reproduktoru se proto snažíme vlny vyzařované oběma stranami membrány od sebe oddělit. K tomu slouží ozvučnice.

Teoreticky nejsnáze zvládnutelným případem ozvučnice je nekonečně velká tuhá roviná deska. V této desce je otvor, ve kterém je membrána umístěna tak, aby se mohla pohybovat ve směru své osy, tedy aby mohla volně kmitat, přičemž okraj membrány je v otvoru utěsněn. Konstrukčními podrobnostmi se zatím nebude zabývat. Lze si snadno představit, že při takovémto uspořádání každá strana membrány vyzařuje do jednoho poloprostoru a vyzařené vlny se vzájemně neovlivňují. Reakce prostředí na pohyb membrány se dá popsat s využitím elektroakustické analogie zavedením tak zvané vyzařovací impedance. Tato veličina charakterizuje chování prostředí na jeho styku s membránou, na vstupu do tohoto prostředí, jímž je plocha membrány (vhodnější bylo hovořit o apertuře membrány).

Předpokládejme, že membrána vykonává harmonický pohyb a rychlosť tohoto pohybu má amplitudu  $v$ . Z membrány do prostředí vstupuje objemová rychlosť  $v_V = v.S$ . Odezvu prostředí je vznik akustického vzruchu, který je charakterizován akustickým tlakem, nabývajícím v blízkosti membrány hodnoty  $p$ . Poměr  $p/v_V$  je již zmíněná vyzařovací impedance membrány, kterou můžeme označit např.  $Z_{AR}$ . Ve smyslu výkladu o analogiích se jedná o akustickou impedanci. Pokud je membrána součástí nějakého mechanického systému (tak je tomu samozřejmě vždy) a zajímáme se o její mechanickou impedanci, musíme do ní zahrnout i tuto vyzařovací složku, kterou přepočítáme z akustické strany na mechanickou vynásobením  $S^2$ . Má-li samotná membrána (píst) mechanickou hmotnost  $m$ , bude celková mechanická impedance membrány se za počtením reakce prostředí dána součtem  $m.j\omega + Z_{AR}.S^2$ . Tímto vyjádřením se začínáme přiblížovat tomu, co jsme již dříve naznačili zmínkou o spolukmitajícím vzdachu.

Z kmitající membrány do prostředí „výtěká“ jistá objemová rychlosť, která na vyzařovací impedance vytvoří akustický tlak.

S využitím teorie můžeme vyzařovací impedance membrány vypočítat. Výsledkem je komplexní funkce kmitočtu, jak to už ostatně u impedancí bývá. Specifickou vlastností vyzařovací impedance je, že její kmitočtová závislost obecně neodpovídá žádné soustavě akustických prvků se soustředěnými parametry, to jest takové, kde se od sebe dají striktně rozlišit a jediným parametrem charakterizovat jednotlivé složky. To je dánou tím, že prostředí, které vlastně vyzařovací impedance determinuje, má nutně vlnové vlastnosti. Pro kmitočty, kterým přísluší vlnová délka podstatně větší, než jsou rozměry membrány, je však možné nalézt zjednodu-

šený popis, odpovídající jistému obvodu se souseděnými parametry.

Akustickou vyzařovací impedance můžeme psát jako součet reálné (rezistivní) a imaginární (reaktivní) složky ve tvaru

$$Z_{AR}(\omega) = R_{AR}(\omega) + jX_{AR}(\omega) \quad (26)$$

Pro kruhovou membránu o poloměru  $r$  (tedy ploše  $S = \pi r^2$ ) kmitající v nekonečné stěně z teorie vyplývá, že každá strana membrány je ze strany prostředí zatižena impedancí, jejíž složky jsou pro „dostatečně nízké kmitočty“ dány vztahy

$$R_{AR}(\omega) = \omega^2 \cdot \rho / (2 \cdot \pi \cdot c_0) \quad (27)$$

$$X_{AR}(\omega) = 8 \cdot \rho \cdot \omega / (3 \cdot \pi^2 \cdot r) \quad (28)$$

Přesnou podobu výrazů (27) a (28) lze najít v lit. [1].

Akustická vyzařovací impedance je tedy dána součtem reálné složky, která je nezávislá na rozměrech membrány a přímo úměrná druhé mocnině kmitočtu, a imaginární složky, která je přímo úměrná kmitočtu a nepřímo úměrná poloměru membrány. V náhradním schématu jsou tyto složky spojeny do série. Je užitečné přepočítat imaginární složku na mechanickou stranu, což provedeme tak, že tuto složku vynásobíme druhou mocninou plochy membrány. Dostaneme výraz

$$X_{MR}(\omega) = \omega \cdot \rho \cdot S \cdot r / (3 \cdot \pi) \quad (29)$$

Tento výraz vlastně udává velikost mechanické impedance hmotnosti, kterou má sloupec vzduchu o průřezu  $S$  a výšce  $r/8/3\pi$ . To znamená, že membrána se chová, jako by na každé její straně společně s ní kmital takový sloupec vzduchu. Tím dostáváme přesné vymezení hmotnosti spolukmitajícího vzduchu, o níž jsme se již několikrát zmínilí.

Výraz (26) umožňuje vypočítat výkon vyzařený membránou. V elektrických obvodech platí, že výkon dodaný do odporu resp. rozptýlený odporem je dán jako součin mocniny proudu, který odporem protéká, a velikosti tohoto odporu. V elektroakustické analogii platí totéž, musíme jen odpor nahradit reálnou složkou akustické impedance (v našem případě vyzařovací impedance membrány) a proud objemovou rychlosť. Objemová rychlosť je dána součinem rychlosti membrány podle vzorce (15a) a plochy membrány. Akustický výkon  $P_A$  odevzdáný jednou stranou kruhové membrány o ploše  $S$ , která kmitá s efektivní výchylkou  $y$  a kmitočtem  $f$  (resp. kruhovým kmitočtem  $\omega = 2\pi f$ ) do reálné složky vyzařovací impedance, tedy výkon vyzařený membránou do jednoho poloprostoru, bude dán výrazem

$$P_A = \pi^2 r^2 \omega^4 \rho / 2\pi c_0 = 0,859 \cdot S^2 y^2 f^4 \quad (30a)$$

a akustický tlak  $p$  ve vzdálenosti  $d$  bude dán jako

$$p = 2\pi \cdot S \cdot y \cdot f^2 / (d \cdot c_0) \quad (30b)$$

Činitel  $y^2$  na pravé straně výrazu (30b) znamená, že akustický tlak je úměrný zrychlení membrány (harmonické signály, efektivní hodnoty). Konstanta v pravé části výrazu (30a) je vypočtena pro parametry vzduchu za běžných podmínek. V literatuře je někdy

možné nalézt poloviční hodnotu; ta platí v případě, že se vychází z maximální výchylky, zatímco vztah (30a) je odvozen pro výchylku efektivní, jejíž hodnota je pro harmonický signál  $1/\sqrt{2}$  násobkem výchylky maximální.

Uvedením výrazů (30a,b) jsme skočili oběma nohama z teorie do praxe. Tento výraz má totiž stejně důležitost pro konstrukci reproduktoru a reproduktorových soustav.

Výraz (30a) udává, že pro danou efektivní hodnotu výchylky je při nízkých kmitočtech vyzářený výkon úměrný druhé mocnině plochy membrány  $S$  a čtvrté mocnině kmitočtu  $f$ . To lze číst také tak, že pro daný výkon a plochu membrány je výchylka nepřímo úměrná druhé mocnině kmitočtu.

Otázkou výkonu reproduktoru se ještě budeme zabývat. Na tomto místě upozorníme na jeden zajímavý důsledek vztahu (30a). Když při zachování všech ostatních parametrů zvětšíme plochu membrány na dvojnásobek, vyzářený výkon se zvětší na čtyřnásobek. Zdvojnásobení plochy membrány lze jednoduše dosáhnout tím, že dva stejné reproduktory umístíme vedle sebe. K tomu, abychom jejich membrány uvedli do pohybu s výchylkou  $y$ , potřebujeme sice dvojnásobek výkonu oproti případu, kdy by reproduktor byl pouze jeden, výšek je však přesto podstatný. Dosahujeme vlastně zvětšení účinnosti na dvojnásobek, takže dvojice stejných reproduktoru má charakteristikou citlivost o 3 dB větší než jeden reproduktor. Tohoto efektu se prakticky využívá při ozvučování velkými soustavami s mnoha reproduktory např. při hudebních produktech na velkých prostranstvích, stadionech a podobně.

Všechny dosavadní kvantitativní úvahy na téma vyzařování membrány a vzorce (27) až (30a,b) platí pro „dostatečně nízké“ kmitočty, tedy pro ty kmitočty, jimž odpovídá vlnová délka podstatně větší než rozměry zářiče. Co to však znamená konkrétně? Podívejme se blíže na výrazy (27) a (28). V prvním (reálná složka) je kruhová frekvence v druhém stupni, zatímco v druhém z nich (imaginární složka) je obsažena lineárně. Pro kruhovou frekvenci  $\omega_K$  určenou vzorcem

$$\omega_K = 16c_0 / 3\pi r, \text{ tj. } f_K = 92,8/r \quad (31)$$

jsou si velikosti obou složek rovny. Z přesného odvození vyplývá, že nad touto frekvencí již pro složky vyzařovací impedance výrazy (27) a (28) neplatí ani přibližně. Jejich kmitočtové závislosti jsou uvedeny na obr. 10, podrobnosti jsou opět v literatuře. Pod kruhovou frekvenci, pro niž platí výraz

$$\omega_L = c_0 / r \quad (\text{tj. } f_L = 54,7/r) \quad (32)$$

lze tyto výrazy naopak považovat za dostatečně přesnou approximaci. Jako hraniči mezi „nízkými“ a „vysokými“ kmitočty tedy můžeme stanovit ležící „někde mezi“  $\omega_L$  a  $\omega_K$ , např. geometrický průměr obou hodnot. Výsledný kmitočet  $\omega_M$  resp.  $f_M$  pak bude dán přibližně jako

$$f_M = 71,2/r \quad (33)$$

$$\omega_M = 447,6/r$$

(34).

V literatuře můžeme někdy najít hodnoty poněkud odlišné, odchylky však nepřekračují 10 %. Tyto rozdíly jsou dány rozdílnými názory různých autorů na to, co je ještě přijatelná přesnost. Později uvedeme ještě jinou definici mezního kmitočtu membrány. Vzhledem k tomu, že horní hranice kmitočtového pásma, v němž je reproduktor použitelný, je stejně dáná jinými činiteli, nemá smysl o přesném hodnotě této tzv. kritické frekvence membrány dále filozofovat.

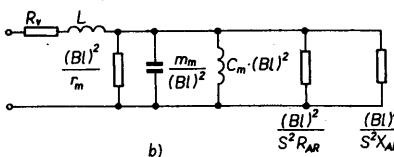
Pro signály o kmitočtu vyšším než  $f_M$  již neplatí výraz (30a), udávající vyzářený výkon. Ten se pak zmenší srovnatelně s druhou mocninou kmitočtu nebo ještě strměji. Ne musí se to však bezprostředně projevit na charakteristické citlivosti měřené v ose měnice. Nad mezním kmitočtem  $f_M$  totiž začíná reproduktor vyzařovat směrově, takže výkon se „soustřeďuje“ k ose membrány, a to tím více, čím vyšší je kmitočet. Proto na charakteristice citlivosti v ose reproduktoru může nastat významnější pokles až při kmitočtu podstatně vyšším než je kmitočet mezní. Tento pokles je již zpravidla způsoben jinými jevy, především útlumenem v mechanické části reproduktoru. Pokud by se membrána chovala ideálně, byl by akustický tlak v ose membrány určen výrazem (30b) pro libovolný kmitočet.

Oblast použitelnosti reproduktoru z hlediska přenášeného pásma kmitočtů reproduktoru je tedy fyzikálně omezena shora. Je ale také omezena zdola, a k posouzení tohoto omezení využijeme z náhradního schématu reproduktoru.

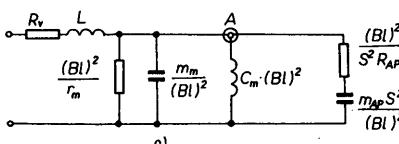
## 6. Přirozená charakteristika reproduktoru

Na obr. 11a je náhradní schéma dynamického reproduktoru se zjednodušenou elektrickou částí, zahrnující i vyzařovací impedanci membrány.

Na obr. 11b je totéž náhradní schéma převedené na elektrickou stranu. Pokud chceme zjistit výstupní akustickou rychlosť, jejíž analogií ve schématu je napětí na analogu impedance  $Z_{AR}$  přední strany membrány, musíme nalézt způsob vyjádření velikosti tohoto napětí v závislosti na kmitočtu. To je možné provést analýzou náhradního obvodu, k čemuž však potřebujeme znát konkrétní výraz pro vyzařovací impedanci. Tu můžeme reprezentovat sériovým spojením její reálné a imaginární složky [výrazy (27) a (28)], nesmíme však zapomenout, že reálná složka vyzařovací impedance je kmitočtově závislá. Pro obvodovou analýzu je vý-



Obr. 11b. Schéma z obr. 11a převedené na elektrickou stranu



Obr. 11c. Náhradní schéma upravené s využitím

hodně vyjádřit vyzařovací impedanci poněkud jiným způsobem. Dá se totiž ukázat, že výrazy (27) a (28) popisují složky impedance dvojpólu, vzniklého paralelním spojením jisté akustické hmotnosti a odporu, jejichž velikosti jsou dány výrazem

$$m_{AP} = 8 \cdot \rho / (3 \cdot \pi^2 \cdot r)$$

$$R_{AP} = 128 \cdot c_0 \cdot \rho / (9 \cdot \pi^2 \cdot S) \quad (35a,b)$$

Všimněte si, že výraz pro hmotnost po vynásobení kruhovou frekvencí dá výraz pro reaktivní složku vyzařovací impedance podle (28), zatímco výraz pro reálnou složku vypadá zcela jinak než (27). Tyto výrazy platí samozřejmě zase jen pro „nízké“ kmitočty. Hmotnost a odpór v nich jsou již kmitočtově nezávislé. Paralelní spojení skutečné hmotnosti a odporu v akustických soustavách se soustředěnými parametry není možné; výrazy (35a,b) pouze modelují specifické chování spojitého prostředí, totiž vzduchu. S jejich využitím můžeme náhradní schéma upravit tak, jak je tomu na obr. 11c. Výstupní objemové rychlosti zde odpovídá napětí  $U_A$  v uzlu, označeném písmenem A.

Nebudeme se zabývat odvozením přenosové funkce pro obvod na obr. 11c. Uvedeme pouze výsledek ve zjednodušené podobě; kdo má zájem, může si odvození provést za domácí cvičení. S využitím symbolu p pro komplexní kmitočet dostaneme vztah mezi vstupním napětím  $U_I$  a napětím  $U_A$  v bodě A ve tvaru

$$U_A = U_I \frac{C \cdot p / \omega_r}{(p^2 / \omega_r^2 + p^2 / \omega_r Q + 1) (p / \epsilon + 1)} \quad (36)$$

Veličina  $\omega_r$  je dána jako  $2\pi f_r$ , kde  $f_r$  je všeobecně známá rezonanční frekvence. Veličina  $\epsilon$  souvisí s kritickou frekvencí membrány. Vzhledem k tomu, že náhradní akustické parametry ve výrazu (35a,b) popisují chování reproduktoru nad kritickou frekvencí jen nepřesně a výraz (36) nerespektuje směrové chování membrány nad touto frekvencí, nebude se vlivem výrazu  $(p/\epsilon + 1)$  na chování reproduktoru zabývat. Velikost konstanty  $C$  je určena obvodovými parametry.

Nyní můžeme odvodit amplitudovou charakteristiku reproduktoru. Jestliže ve vztahu (36) za p dosadíme  $j\omega$ , vypočteme absolutní hodnotu výrazu na pravé straně a výsledek vynásobíme  $S^2/Bl$  (čímž přejdeme z elektrické strany zpět na akustickou), dostaneme amplitudovou charakteristiku výstupní obje-

mové rychlosti. Z té můžeme vypočítat vyzářený výkon  $P_R$  jako součin druhé mocninu objemové rychlosti a reálné složky vyzařovací impedance (27). Bez dalších podrobností uvedeme výsledek odvození, které bylo provedeno se zanedbáním člena obsahujícího  $\epsilon$  [výraz (36)]:

$$P_R = U_I^2 (Bl/S)^2 (R_V m_m)^2 (\rho / 2\pi c_0) \cdot \frac{(\omega / \omega_r)^4}{(1 - (\omega / \omega_r)^2)^2 + (\omega / \omega_r Q)^2} \quad (37a)$$

$$P_R = U_I^2 (Bl/S)^2 (R_V m_m)^2 (\rho / 2\pi c_0) \cdot N(\omega) \quad (37b)$$

Ve výrazu (37a,b)  $R_V$  značí odpor vinutí kmitací cívky a  $m_m$  je celková kmitající hmotnost (tj. hmotnost membrány plus hmotnost spolkumitajícího vzduchu). Veličina  $\omega_r$  bude odvozena později [viz vztah (43)].

Z hodnoty vyzářeného výkonu můžeme odvodit hodnotu akustického tlaku  $p(d)$  ve vzdálenosti  $d$  od zářiče. Je udána vztahem

$$p(d) = U_I \sqrt{N(\omega)} (Bl/S)^2 (R_V m_m) / d \quad (38)$$

kde  $N(\omega)$  udává normovanou kmitočtovou závislost akustického výkonu v souladu s pravou stranou (37a,b).

Vztahy (37a,b) a (38) udávají závislost nejdůležitějších výstupních veličin reproduktoru na jeho parametrech a budicím napětí. V technických údajích reproduktoru se vztah mezi buzením a výstupním akustickým tlakem udává pomocí charakteristické citlivosti. Také tuto veličinu můžeme vypočítat s využitím posledních dvou vztahů. Pro tento účel musíme zavést tzv. zdánlivý příkon reproduktoru  $P_S$ :

$$P_S = U_I^2 / Z_N \quad (39)$$

$Z_N$  je tzv. jmenovitá impedance reproduktoru. Podle normy by její hodnota měla odpovídat minimální impedance reproduktoru v pracovním pásmu (minimum křivky na obr. 8 resp. 9b), ve skutečnosti – zejména u některých zahraničních výrobků – se udává zpravidla hodnota poněkud větší.

S využitím (39) můžeme (38) přepsat ve tvaru

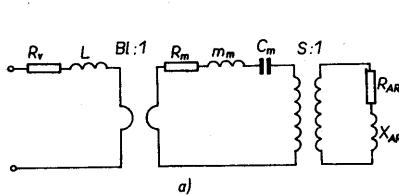
$$p(d) = \sqrt{(P_S Z_N)} \cdot \sqrt{N(\omega)} (Bl/S)^2 (R_V m_m) / d \quad (40)$$

Položíme-li vzdálenost  $d$  a zdánlivý příkon  $P_S$  rovný jedné a akustický tlak vyjádříme jeho hladinou vzhledem k referenční hodnotě  $2 \cdot 10^{-5}$  Pa, můžeme z (40) odvodit vzorec pro hodnotu charakteristické citlivosti  $L_S$  v obvyklé podobě, tedy udanou jako hladinu akustického tlaku ve vzdálenosti 1 m pro zdánlivý příkon 1 VA:

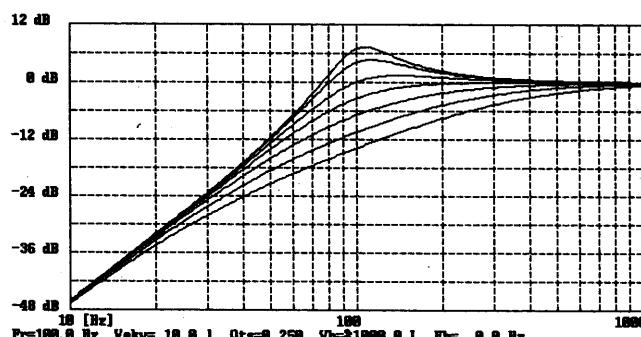
$$L_S = 79,5 + 20 \cdot \log (Bl/S \sqrt{Z_N / R_V m_m}) + 10 \cdot \log (N(\omega)) \quad (41)$$

V literatuře se obvykle uvádí poněkud odchylkou vzorec, vycházející z předpokladu, že  $R_V = Z_N$ . Chyba, která tak vznikne, není příliš velká, neboť rozdíl mezi těmito veličinami zpravidla nepřesáhne 20 %.

Kmitočtově nezávislá část výrazu na pravé straně (41) se někdy nazývá asymptotická citlivost reproduktoru. Její hodnota udává, jakou by měl reproduktor citlivost pro



Obr. 11a. Analogické schéma reproduktoru včetně vyzařovací impedance



nekonečně vysoký kmitočet, pokud by jeho funkce nebyla ovlivněna jinými činiteli (vlnovými efekty, mechanickým útlumem apod.). Kmitočtová závislost, popsaná pro výkon funkci  $N(\omega)$  a pro akustický tlak funkci  $\sqrt{N(\omega)}$ , odpovídá přenosu horní propusti druhého stupně s mezní kruhovou frekvencí  $\omega_r$  a činitelem jakosti  $Q$ . Funkci

$$T(p) = \frac{(p/\omega)^2}{(p/\omega)^2 + p/\omega_r Q + 1} \quad (42)$$

nazveme normovaná přenosová funkce. Funkce  $\sqrt{N(\omega)} = |T(j\omega)|$  podle (38) resp. (40) a (42) je normovaná amplitudová charakteristika. Její hodnota pro nekonečný kmitočet je rovna jedné a pod kmitočtem  $\omega_r$  klesá úměrně druhé mocnině kmitočtu, tedy se směrnicí 12 dB na oktávu. Na obr. 12 je uveden průběh normované amplitudové charakteristiky pro několik jakostí  $Q$  při rezonančním kmitočtu 100 Hz. Frekvenci  $f_r = \omega_r / 2\pi$  je tedy omezena oblast použitelnosti reproduktoru.

Kruhová mezní frekvence  $\omega_r$  je dána frekvencí rezonanční mechanického kmitavého obvodu tvořeného hmotností systému  $m_m$  a poddajnosti závěsu  $c_m$  podle vztahu

$$\omega_r = \sqrt{1/m_m c_m} \quad (43).$$

Činitel jakosti  $Q$  je dán jakostí tohoto kmitavého obvodu při zkratované kmitací cívce. Tlumení kmitacího systému totiž určuje jednak mechanický odpor systému, jednak elektrodynamické tlumení tohoto systému, související se vznikem indukovaného proudu resp. napětí v cívce při jejím pohybu v poli magnetu. Pokud by byl reproduktor tlumen pouze elektrodynamicky, byl by činitel jakosti dán jako tzv. elektrický činitel jakosti vztahem

$$Q_e = \omega_r m_m R_v / (B l)^2 \quad (44a).$$

Mechanické tlumení je popsáno mechanickým činitelem jakosti  $Q_m$  podle vztahu

$$Q_m = \omega_r m_m / r_m \quad (44b),$$

kde  $r_m$  je mechanický odpor systému, daný mechanickými ztrátami v závěsu, prouděním vzduchu v šterbině magnetického obvodu a podobně. Celkový činitel jakosti  $Q = Q_e Q_m$  je dán jako

$$Q_t = Q_m Q_e / (Q_m + Q_e) \quad (44c)$$

Elektrodynamické tlumení má úzkou souvislost s tzv. činitelem tlumení u zesilovačů.

Pro ilustraci předchozího výkladu si můžeme uvést konkrétní elektrické, mechanické a akustické parametry známého reproduktoru ARN 6604 (jedná se o exemplář s nadprůměrnou citlivostí).

Obr. 12. Amplitudové charakteristiky přenosu reproduktoru v okolí rezonance pro různá  $Q$

Odpor kmit. cívky	$R_v$	3,9 $\Omega$
Plocha membrány	$S$	0,0215 $m^2$
Průměr membrány	$r$	0,165 m
Kmitající hmotnost	$m_m$	0,0185 kg
Poddajnost	$c_m$	0,00126 N/m
Mechanický odpor	$R_m$	0,767 Ns/m
Rezonanční kmitočet	$f_r$	33 Hz
Elektrický činitel jakosti	$Q_e$	0,365
Mechanický činitel jakosti	$Q_m$	5
Celkový činitel jakosti	$Q_t$	0,340
Gyrační faktor	$B l$	6,4 T.m
Vyzařovací odpor (35b)	$R_{AP}$	$2,736 \cdot 10^4 \text{ m}^{-1} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-1}$
Vyzařovací hmotnost	$m_{AP}$	3,876 m <sup>-1</sup> · kg
(35a)		
Asymptotická citlivost (1VA, 1 m)		91,1 dB
Prvky náhradního schématu:		
$m_m / (B l)^2$		452 $\mu\text{F}$
$c_m / (B l)^2$		51,6 mH
$(B l)^2 / S^2 R_{AP}$		3,237 $\Omega$
$m_{AP} S^2 / (B l)^2$		43,7 $\mu\text{F}$
$(B l)^2 / r_m$		41 $\Omega$

Veličina, kterou jsme nazvali charakteristická citlivost, se někdy v literatuře označuje jako účinnost. Tento termín je zcela nevhodný a zavádějící. Fyzikálně je účinnost definována jako poměr výkonu užitečného signálu vystupujícího ze systému k výkonu do systému přivedenému. Užitečný výkon je v našich úvahách výkon akustický podle vztahu (37). Pro zjištění výkonu do reproduktoru skutečně přivedeného (příkonu) bychom museli vzít v úvahu kmitočtovou závislost elektrické impedance  $Z_e(\omega)$  dané jako součet reálné a imaginární složky

$$Z_e(\omega) = R_e(\omega) + jX_e(\omega) \quad (45).$$

Příkon při budicím napětí o kmitočtu  $\omega$  a efektivní hodnotě  $U_i$  by pak byl dán vztahem

$$P_i(\omega) = U_i^2 \cdot R_e(\omega) / (R_e^2(\omega) + X_e^2(\omega)) \quad (46).$$

Teprvé na základě vztahů (46) a (37) bychom mohli vypočítat skutečnou účinnost reproduktoru. Tak se ovšem v praxi téměř nikdy nepostupuje.

Oblast použitelnosti reproduktoru můžeme definovat tak, že je to kmitočtové pásmo, uvnitř něhož se reproduktor chová jako elektroakustický měnič převádějící vstupní napětí na výstupní akustický tlak víceméně nezávisle na kmitočtu. Tato oblast je zdola omezena rezonanční frekvencí a shora kritickou frekvencí membrány.

## 7. Něco víc o výkonu

Že to s výkonem u reproduktorů není jednoduché, bylo už řečeno. Pokusíme se nyní v této problematice udělat trochu pořádek. Zatím jsme se zmínilo o elektrickém příkonu a akustickém výkonu, aniž bychom přesně definovali, o čem je řeč. Určitou představu o tom, co je výkon, má sice asi každý čtenář, nebude však určitě na škodu nejprve ujasnit terminologii.

Výchozím pojmem je energie. Každý přenos signálu je doprovázen přenosem energie, byť i velmi malé. Intenzita toku energie je to, co se označuje jako výkon. Kvantitativně se vyjadřuje jako množství energie „přemístěné“ za jistý časový interval, dělené délkou tohoto intervalu. Takto je definován průměrný (střední) výkon v tomto časovém intervalu. Jestliže délku časového intervalu zkracujeme, zmenšuje se sice množství energie v tomto intervalu přenesené, jelikož se však zmenšuje také délka intervalu, může zůstat poměr těchto hodnot konečný. K přesné definici tzv. okamžitého výkonu se musí využít matematický pojem limity. Označíme-li množství energie přenesené od okamžiku  $t$  do okamžiku  $t + \delta t$  jako  $\delta E$ , pak okamžitý výkon  $P(t)$  je definován jako

$$P(t) = \lim_{\delta t \rightarrow 0} \frac{\delta E}{\delta t} \quad (47).$$

Bez této matematické „dekorace“ se naštěstí dále obejdeme (pokud vzorec (47) někomu připomíná derivaci, není to podobnost čistě náhodná). Poměrně jednoduše je určen výkon stejnosměrného proudu, který je v čase nemenný. Souvislost mezi napětím, proudem, odporem zátěže a výkonem udávají vztahy

$$P = U I, \quad P = F R, \quad P = U^2 / R \quad (48a,b,c).$$

Pokud se napětí nebo proud v čase mění, definují vztahy (48a,b,c) okamžitý výkon za předpokladu, že zátěž, již proud protéká, se chová skutečně jako odpor, že v ní tedy nedochází k akumulaci energie, jinak řečeno, že její impedance je čistě reálná. Pokud tomu tak není, platí pro okamžitý výkon pouze vztah (48a), zbyvající dva definují tzv. zdánlivý výkon a píšeme obvykle  $Z$  namísto  $R$  (viz (39)). Hodnota okamžitého výkonu, který se do zátěže přivádí, pak může být kladná i záporná. V důsledku akumulace energie totiž může zátěž ze svých zásob v jistém okamžiku vydávat více energie, než kolík se v ní spotřebovává.

V případě reálné zátěže a časově proměnných veličin vztahy (48a,b,c) definují efektivní hodnoty proudu a napětí tak, že za  $P$  dosadíme průměrný výkon v jistém časovém intervalu a výpočtem zjistíme  $I$  a  $U$  jako efektivní hodnoty v témté intervalu.

Předpokládejme nyní, že máme jistý signál, probíhající během časového intervalu délky  $T$ , popsaný časově proměnným napětím  $U(t)$ , proudem  $I(t)$  a výkonem  $P(t)$ . Za dobu svého trvání  $T$  tento signál přenesne energii  $E$  a jeho průměrný výkon tedy bude  $E/T$ . Představme si, že časový interval roz-

dělíme na  $n$  dílků o délce  $\delta t = T/n$ . Celková energie bude dána jako součet energií přenesených v jednotlivých dílcích intervalu, který sledujeme. Určeme si nyní spektrum napěťového, resp. proudového průběhu tohoto signálu. To bude popsáno jistou funkcí  $u(\omega)$ , resp.  $i(\omega)$ . Obdobně popisu v časové doméně můžeme také interval kmitočtů, v němž je funkce  $u(\omega)$  nebo  $i(\omega)$  definována, rozdělit na mnoho dílků o délce  $\delta\omega$ . Je možno dokázat, že také každému dílku v kmitočtovém oboru přísluší jistá dílčí energie  $\delta E$  tak, že součet všech energií ze všech dílků dá celkovou energii signálem přenesenou. Pokud je  $\delta\omega$  dostatečně malé, můžeme předpokládat, že  $u(\omega)$  ani  $i(\omega)$  se v tomto intervalu příliš nemění. Energii je pak úměrná součinu šířky intervalu  $\delta\omega$  a druhé mocniny absolutní hodnoty  $u(\omega)$  (resp.  $i(\omega)$ ), neboli

$$\delta E = k \cdot |u(\omega)|^2 \cdot \delta\omega \quad (49).$$

S využitím (49) může být definována tak zvaná spektrální hustota energie  $W_E(\omega)$ , výkonu  $W_P(\omega)$ , napěti  $W_U(\omega)$  a proudu  $W_I(\omega)$ . Pro zátěž, která je popsána impedancí podle vztahu (45), definujme pomocnou veličinu  $\sigma(\omega)$  vztahem

$$\sigma(\omega) = R(\omega)/(R^2(\omega) + X^2(\omega)) \quad (50),$$

Potom můžeme psát definiční vzorce ve tvaru

$$W_U(\omega) = |u(\omega)| \quad (51),$$

$$W_I(\omega) = |i(\omega)| \quad (52),$$

$$\rightarrow W_P(\omega) = W_U^2(\omega)/\sigma(\omega) = W_I^2(\omega) \cdot \sigma(\omega) \quad (53),$$

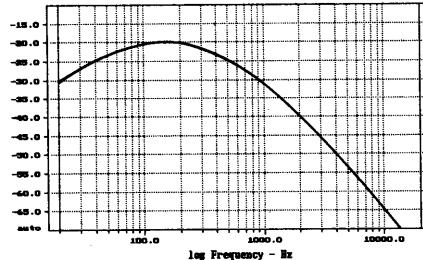
$$W_E(\omega) = W_P(\omega) \cdot T \quad (54).$$

Praktický význam má především vztah (53). S jeho využitím totiž můžeme zjistit, jaký průměrný výkon je odevzdáván do zátěže, jejíž impedance je kmitočtově závislá, během jistého intervalu signálem o libovolném časovém průběhu, pokud známe spektrální hustotu jeho napětí nebo proudu. Prakticky je to možné provést pouze s využitím náročné výpočetní techniky metodou rychlé Fourierovy transformace (FFT), je to však jediný způsob, jak zjistit skutečný příkon přiváděný do reproduktoru. Proto jsme této problematice věnovali větší pozornost, jak-

koli jsme si vědomi, že použité odvození je přes veškerá zjednodušení poněkud náročnější než Ohmův zákon a tím možná trochu „nestraviteleň“.

Reprodukторové soustavy jsou nejčastěji buzeny hudebním signálem. Tento signál je v čase velmi proměnlivý a je tedy velmi obtížné kvantitativně popsát výkonové zatížení soustavy. Určitou představu je však možné získat, vyhodnotíme-li spektrální hustotu takového signálu pro dlouhé časové intervaly, případně pro větší počet vzorků různých hudebních děl. Taková analýza byla provedena pro výběr ukázek „vážné hudby“ i pop-music. Celkem bylo zpracováno asi osmdesát minut signálu velmi různorodého charakteru. Zdrojem signálu byly vesměs digitální desky (CD). O výsledcích informují obrázky 13a až 13c. Na obr. 13a jsou spektrální hustoty napěti signálu jednotlivých vzorků pro „vážnou“ hudbu (která je ovšem občas docela veselá), obr. 13b ukazuje totéž pro pop-music a na obr. 13c jsou uvedeny průměry z obou souborů. Je patrné, že maximum výkonu leží v oblasti od 100 do 500 Hz, přičemž spektrum pop-music je širší než spektrum hudby vážné (alespoň pokud se týká nahrávek).

Aby bylo možné provádět hodnocení a měření s dobrou reproducovatelností, byl doporučeným IEC standardizován měřicí signál, který je vytvořen z šumu speciálním filtrem tak, aby jeho spektrální hustota odpovídala přirozenému signálu, průběh je na obr. 14. Je patrné, že s výsledky naměřenými u zvukových snímků se kryje jen do jisté míry. Je to možná dáné tím, že doporučení vznikalo v době, kdy na zvukovou podobu nahrávek byly kladené poněkud jiné požadavky, než je tomu nyní. Rozdíl je především v oblasti vysokých kmitočtů. To je doslova nepřijemné, neboť při testování standardním signálem je vysokotónový reproduktor zatěžován méně než při reprodukci reálných



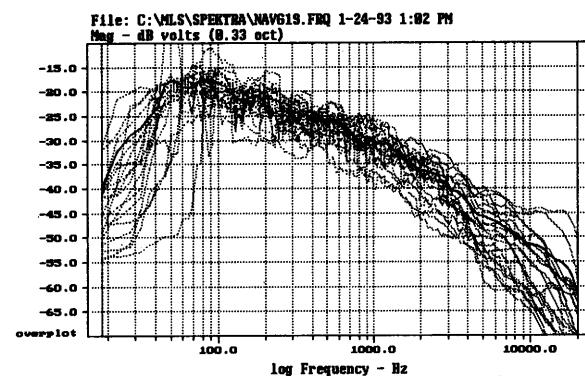
Obr. 14. Spektrální hustota testovacího signálu IEC (Simulated program)

hudebních signálů. Zatěžování reproduktoru reálným signálem o výkonu odpovídajícím testovacímu signálu pak může mít pro osud vysokotónového reproduktoru tragické následky.

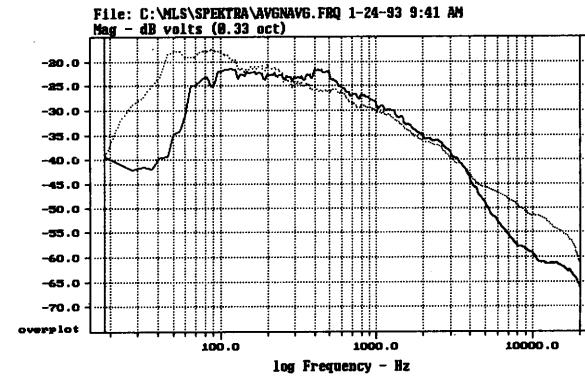
Definice spektrálních hustot umožňuje stanovit definici parametru reproduktoru, který má charakter impedance a respektuje přitom kmitočtovou závislost impedance reproduktoru a spektrální složení signálu globálně. Předpokládejme, že na impedance  $Z(\omega)$  přivedeme napětí o efektivní hodnotě  $U_{EFF}$  a spektrální hustotě  $W_U(\omega)$ . Výkon, spotřebovaný v této impedance, bude mít spektrální hustotu danou vztahem (53) a jeho střední hodnota bude  $P_{AVG}$ . Pak můžeme definovat veličinu  $Z_{AVG}$  vztahem

$$Z_{AVG} = U_{EFF}^2 / P_{AVG} \quad (55).$$

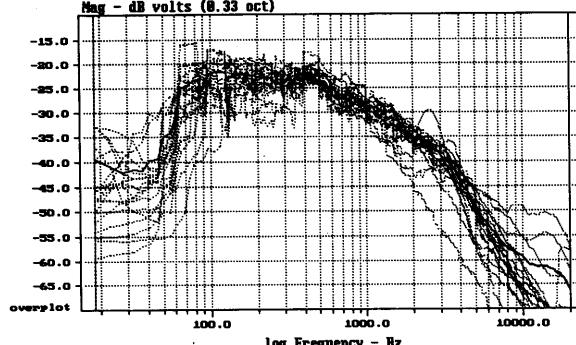
Konkrétní velikost této veličiny závisí na konkrétním charakteru impedance a signálu. Pokud však budeme používat signál jistým způsobem standardizovaný, získáme tak možnost udávat vlastnosti reproduktoru soustavy s ohledem na reálné podmínky provozu podstatně lépe, než to umožňuje obvykle udávaná jmenovitá impedance.



Obr. 13b. Spektrální hustoty vzorků pop-music



Obr. 13c. Porovnání průměrných spektrálních hustot vážné hudby a pop-music



Obr. 13a. Spektrální hustoty vzorků vážné hudby

Všechny dosavadní úvahy o výkonu se týkaly akustického výkonu a elektrického příkonu za předpokladu, že se reproduktor chová jako lineární systém. Za tohoto předpokladu je výkonová zatížitelnost reproduktoru omezena jednak množstvím tepla, které je možné v reproduktoru bez jeho poškození vyproduktovat a z reproduktoru odvést, jednak mechanickou pevností těch částí reproduktoru, které přenášejí sílu z kmitací cívky. Ohřev bez poškození však již představuje jisté omezení zatížitelnosti. Zvýšením teploty kmitací cívky se totiž příjemněm zvětší odpor jejího vinutí, což má za následek pokles citlivosti. Tento pokles je kmitočtově závislý, takže následkem ohřevu se mění kmitočtová charakteristika. Maximální příkon je tedy limitován ohřevem, při kterém se ještě podstatně nemění charakteristická citlivost (např. změna citlivosti nepřesáhne 1 dB). Při všech úvahách o výkonu je důležité mít na zřeteli, v jakých časových rozmezích se pohybujeme. Průměrný výkon je definován vždy pro jistý časový interval – např. u vzorků, jejichž spektrální hustoty jsou na obr. 13a, b, šlo o interval délky 60 až 200 sekund. Tepelná setrvačnost kmitací cívky reproduktoru (zejména vysokotónového) je však poměrně malá, takže o její teplotě rozhoduje průměrný výkon v časovém rozmezí řádu nejvýše sekund.

Druhým významným činitelem, omezujícím použitelnost reproduktoru, je omezení maximální výchylky. Maximální výchylka, kterou kmitací systém reproduktoru může vykonávat, je dána konstrukcí reproduktoru. Blíže se tím budeme zabývat v souvislosti se zkreslením reproduktoru. Zde jen připomeňme význam vztahu (30a). Podle něj pro daný akustický výkon narůstá výchylka systému nepřímo úměrně druhé mocnině kmitočtu. Pro daný kmitočet a plochu membrány je maximální akustický výkon nezávislý na teplině zatížitelnosti omezen maximální přípustnou resp. dosažitelnou výchylkou. Pro danou citlivost je tím příslušně omezen i maximální elektrický příkon na velikost, odpovídající dosažení maximální výchylky.

Výkonová zatížitelnost (příkon) reproduktoru je omezena jednak maximálním příkonem, který je možné v reproduktoru přeměnit v teplo, jednak příkonem odpovídajícím maximální výchylce kmitacího systému.

## 8. Vícepásmová reprodukce

Není obtížné zjistit, jak by asi vypadal reproduktor, který by dokázal fyzikálně správně reprodukovat převážnou část akustického pásmo (např. 50 Hz až 15 kHz) s akustickým výkonem odpovídajícím hladině akustického tlaku ve vzdálenosti 1 m např. 110 dB. Takový reproduktor by nesměl mít poloměr membrány větší než 5 mm (viz (33)). Akustickému tlaku 110 dB při vyzařování do poloprostoru odpovídá akustický výkon 0,63 W. Podle (30a) by tomuto výkonu na kmitočtu 50 Hz při poloměru membrány 5 mm odpovídala efektivní hodnota výchylky přibližně 4 m (to je mezihradlová hodnota 11,4 m). Membrána by se přitom pohybovala maximální rychlosť 1797 m/s, tedy již poněkud nadzvukově. Ze takovým reproduktorem asi nepůjde vyrobit, je patrně jasné. Že by díky nadzvukové rychlosti membrány stejně nefungoval jako reproduktor, to už sice není tak jasné, ale je tomu tak. Pokud tedy chceme

reproduktovat celé akustické pásmo s měniči, jejichž membrány se nechovají jako kulometné střely, nezbývá nám než toto pásmo rozdělit do několika dílčích pásem a ta reprodukovat odděleně. Ani pak není všechno jednoduché. Zpravidla je nutný kompromis příjemněm v tom, že reproduktoru soustava není schopna reprodukovat signál z celého akustického pásmá s maximálním výkonem a nezávisle na směru (nesměrově).

Jak budou vypadat měniče pro určitá pásmá kmitočtů, to je dánou na jedné straně fyzikálními požadavky a na druhé straně konstrukčními možnostmi. U reproduktoru většího průměru se snesitelně náročnou konstrukcí je dosažitelná maximální efektivní výchylka membrány asi 5 mm. Tomu pro kmitočet 50 Hz a akustický výkon 0,63 W odpovídá poloměr membrány 0,148 m. Kritický kmitočet takové membrány bude 482 Hz. Budeme-li tolerovat využívání reproduktoru do dvojnásobku kritického kmitočtu, pak pro nejvyšší kmitočty můžeme počítat s poloměrem membrány asi 10 mm. Tato membrána bude mít na kmitočtu  $2 \times 482 = 964$  Hz při akustickém výkonu 0,63 W efektivní výchylky zhruba 3 mm. Vyrobit reproduktor takových vlastností je sice v zásadě možné, avšak žádný z výrobců na této planetě to, alespoň pokud je autorovi známo, nedělá. Ani se tomu nelze divit. Rychlosť membrány by za těchto podmínek sice dosahovala pouze 26 m/s, i to by však stačilo k nepřijemnému nárůstu tzv. Dopplerovského zkreslení (viz dále). Proto chceme-li akustické pásmo pokryt pouze dvěma měniči, musíme použít jedno z těchto řešení:

1. Obětujeme výkon na nízkých kmitočtech, zmenšíme membránu reproduktoru určeného pro nízké kmitočty (basového reproduktoru), hraniči mezi pásmeny tak můžeme posunout výše a tím zmenšíme výchylku membrány reproduktoru pro vysoké kmitočty (vysokotónového reproduktoru).

2. Obětujeme směrovost na vysokých kmitočtech, zvětšíme membránu vysokotónového reproduktoru a tím zmenšíme potřebnou výchylku.

3. Obětujeme směrovost na středních kmitočtech a zvýšíme přechodovou frekvenci. Zachováme výkon na nízkých a směrovost na vysokých kmitočtech a opět zmenšíme potřebnou výchylku výškového reproduktoru.

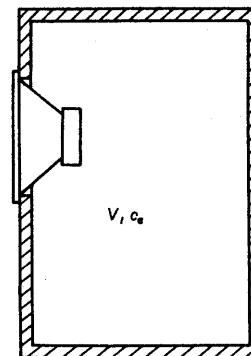
4. Zvolíme kompromisní kombinaci kompromisů 1 až 3.

Nu a další možnost je, že neuděláme žádný z předchozích kompromisů a akustické pásmo rozdělíme na alespoň tři části.

Pokud se konstruují dvoupásmové reproduktorové soustavy pro použití v domácnostech, jedná se v naprosté většině případů o soustavy malých rozměrů, od kterých se nepožaduje akustický tlak 110 dB ve vzdálosti jednoho metru. Pak je samozřejmě možné použít menší basový reproduktor (průměr 13 až 20 cm) a vyšší přechodový kmitočet (typicky 2 až 4 kHz). Průměr basového reproduktoru u soustav třípásmových bývá 20 až 30 cm (výjimečně více), středového 5 až 15 cm a přechodové kmitočty jsou zpravidla 300 až 800 Hz bas/střed a 3 až 6 kHz střed/výšky. Vysokotónové reproduktory jsou u většiny moderních soustav konstruovány s membránou tvaru kulového vrchlíku o průměru do 30 mm. U soustav s basovým reproduktorem menšího průměru se někdy vyskytuje vrchlíkové středotónové reproduktory s membránou o průměru 38 mm. Ukazuje se však, že správně navržená soustava s malým basovým reproduktorem může dávat při dvoupásmovém provedení lepší výsledky než při třípásmovém. Kromě uvedených základních uspořádání existuje mnoho „specialit“, některým se věnujeme později.

## 9. Reprodukce nízkých kmitočtů

Úvahy a výpočty v kapitolách 5. až 7. vycházely z předpokladu, že tuhá kruhová membrána kmitá v nekonečné stěně, takže každá její strana vyžádává do jednoho prostoru. Takové uspořádání je poněkud nepraktické a proto se s ním příliš často nešetří. V praxi se vyskytuje jeho ošivená varianta, tzv. desková ozvučnice, obliběná téma ve starých knihách. Účel ozvučnice, totiž oddělení akustických signálů vyzařovaných přední a zadní stranou membrány, je možné splnit i jinými způsoby. Nejjednodušší je zařídit, aby zadní strana membrány vyžádala do menšího uzavřeného objemu, jehož stěny zabrání úniku zvuku do prostoru, do něhož vyžádává přední strana membrány. Tak vznikne tzv. uzavřená ozvučnice (obr. 15). Takové uspořádání podstatně ovlivní funkci měniče.



Obr. 15. Schéma uspořádání uzavřené ozvučnice

Chování reproduktoru v uzavřené ozvučnici o objemu  $V_B$  je popsáno náhradním schématem, v němž je vyžádovací impedanční zadní strany membrány nahrazena impedancí objemu ozvučnice, tedy poddajnosti  $c_{VB} = V_B/c_0$  (56)

resp. jejího analogu, což je na elektrické straně indukčnost  $L_{VB} = B^2 F V_B/c_0 e S^2$  (57).

Tato indukčnost je v náhradním schématu spojena paralelně s původní indukčností  $L_m = B^2 F c_m$  (58), kde  $c_m$  je mechanická poddajnost závěsu membrány. Výsledná indukčnost je menší, takže výsledná rezonanční frekvence  $\omega_r$  vystupující v přenosové funkci (42) je vyšší.

Aby bylo možné jednoduše zjistit velikost změny rezonanční frekvence reproduktoru

vlivem ozvučnice, zavádí se tzv. ekvivalentní objem reproduktoru. Představme si dutinu, ve které je otvor o průřezu rovném ploše membráný reproduktoru. Tato dutina se chová jako jistá poddajnost  $c_{EKV}$ . Zvolíme-li objem této dutiny tak, aby její poddajnost byla shodná s poddajností reproduktoru, pak příslušný objem  $V_{EKV}$  označujeme jako ekvivalentní objem reproduktoru. Jestliže samotný reproduktor má rezonanční kmitočet  $f_r$  a ekvivalentní objem  $V_{EKV}$  a tento reproduktor vestavíme do uzavřené ozvučnice o objemu  $V_B$ , pak výsledná rezonanční frekvence  $f_B$  bude dána vztahem

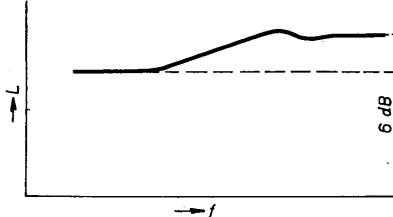
$$f_B = f_r \sqrt{1 + V_{EKV}/V_B} \quad (59a)$$

Velikost ekvivalentního objemu bývá uváděna v technických údajích reproduktoru mezi tzv. Small – Thieleovými parametry. Tato veličina spolu s činitelem jakosti  $Q_T$  reproduktoru poskytuje také přibližnou představu o tom, pro jaký objem ozvučnice je reproduktor vhodný, pokud se jedná o optimalizaci reprodukce nízkých kmitočtů. Přibližně platí, že poměr ekvivalentního objemu  $V_{EKV}$  reproduktoru k optimálnímu objemu  $V_{OPT}$  je dán vztahem

$$V_{EKV}/V_{OPT} = (0,4 \text{ až } 0,8)/Q_T^2 - 1 \quad (59b)$$

Chceme-li dosáhnout co nejvyrovnanější charakteristiky bez ohledu na dolní mezní kmitočet, pak pro bassreflex bereme menší hodnoty parametru na pravé straně, větší jsou vhodné pro uzavřenou ozvučnici. Jde-li o co nejnižší mezní kmitočet, jsou v obou případech vhodné spíše menší hodnoty. Vhodný objem pro reproduktory o průměru 17 cm bývá 10 až 20 litrů, pro průměr 20 cm je to 25 až 40 litrů, při průměru 25 cm je vhodný objem 40 až 70 litrů, pro 30 cm pak 60 až 90 l.

Při umístění reproduktoru do uzavřené ozvučnice dochází ještě k jedné významné změně. Zatímco zadní strana membrány namísto do poloprostoru vyzařuje do objemu  $V_B$ , přední strana namísto do poloprostoru vyzařuje do celého prostoru. To má dva důsledky. Předně se reálná složka vyzařovací impedance zmenší na polovinu a stejně se zmenší účinnost reproduktoru. A dále, výsledný akustický výkon je nyní vyzařován do dvojnásobného prostorového úhlu. Obě tyto okolnosti mají za následek, že asymptotická citlivost se sníží o 6 dB oproti hodnotě platné pro vyzařování do poloprostoru. To platí za předpokladu, že rozměry té stěny ozvučnice, do níž je vestavěn reproduktor, jsou podstatně menší než polovina vlnové délky vyzařovaného zvuku. Pokud jsou tyto rozměry naopak podstatně větší, chová se reproduktor, jako by vyzařoval do poloprostoru. Na jeho „přirozenou charakteristiku“ se tedy superponuje ještě jedna kmitočtová závislost, která je zjednodušeně naznačena na obr. 16. Skutečný průběh této závislosti může být v přechodové oblasti značně odlišný, neboť se zde uplatňují vlivy související s ohybem zvukových vln na ozvučnici (difrakce). Tyto vlivy se uplatňují i nad přechodovou oblastí, pak již ovšem zpravidla až do kritické frekvence membrány nemají podstatný vliv na celkový vyzářený výkon, ale jen na jeho prostorové rozložení (tedy směrovou charakteristiku). Speciálním důsledkem difrakce může být např. to, že citlivost



Obr. 16. Vliv konečných rozměrů ozvučnice

reprodukторu nebude maximální v ose reproduktoru, jak by se dalo očekávat, nýbrž někde mimo osu.

Jak je patrné z předchozího výkladu, reprodukci signálů o nízkých kmitočtech klade příroda různé překážky. Amplitudová charakteristika je ohrazena rezonancí, výkon je omezen výchylkou, a jako by to nestačilo, při přechodu z vyzařování do poloprostoru na celý prostor se ještě zmenšuje citlivost. Poslední efekt sice nemusí být kritický vzhledem k tomu, že v reálných podmírkách reproduktor stejně do celého prostoru nevyzařuje – vždy jsou okolo nějaké stěny, strop nebo aspoň podlaha. Jejich vliv může příslušnou ztrátu citlivosti vykompenzovat nebo i překompenzovat, jak ještě ukážeme. Vliv rezonance a omezení výchylky je však vždy podstatný. Proto se konstruktéři reproduktoričtí soustav snaží nejrůznějšími způsoby obelstít příslušné fyzikální zákonitosti. Jak se to dělá, ukážeme si ve zvláštní kapitolce.

Reprodukce nízkých kmitočtů má jednu základnost, vyplývající z vlastnosti sluchu. Z křivek stejné hlasitosti je patrné, že se citlivost sluchu směrem k nízkým kmitočtům zmenšuje. Z hlediska subjektivního hodnocení „huděbní basu“ jsou nejpodstatnější složky o kmitočtech kolem 80 Hz. Pokud posloucháme při vyšších hlasitostech, mohou se uplatňovat stejnou měrou i složky nižší, kterých je ale v nahrávkách obecně méně. Při tichém poslechu složky pod hranicí přibližně 60 Hz hrají subjektivně jen malou roli. Proto se může stát, že reproduktoričtí soustavy, která má převýšení přenosové charakteristiky kolem 80 Hz a pod touto hranicí již rychle ztrácí citlivost, může být z hlediska reprodukce basu subjektivně hodnocena lépe než soustava, která má charakteristiku vyrovnanou. Běžně se říká, že „tahle bedna hraje pořádně teprve když se pořádně osolí“. Prakticky to znamená, že některé soustavy se hodí pro hlasitější poslech, jiné pro tišší. Do jisté míry to je možné vyrovnat fyziologickou regulací hlasitosti, ta však u málokterého zesilovače funguje dobře (osstatně z teorie plyne, že to není nijak jednoduchá záležitost).

## 10. Reprodukce středních kmitočtů

Zatím jsme zdůrazňovali, jaké jsou problémy při reprodukci okrajových oblastí akustického pásma. To by mohlo vzbudit dojem, že se středními kmitočty žádné problémy nejsou. Dostí často se také v tomto duchu přistupuje ke konstrukci třípásmových soustav. Na střední pásma (typicky 500 Hz až 4 kHz) se prostě použije reproduktor, který se nehodi na basy ani na výšky. To je ovšem přístup naprostě chybný. Skutečnost je zcela jiná – požadavky, které musí splňo-

vat středotónový reproduktor, má-li být reproduktoričtí soustava skutečně kvalitní, jsou přinejmenším srovnatelné s požadavky na reproduktory v ostatních pásmech, v leč címs dokonce vyšší. To se týká především zatížitelnosti resp. maximálního akustického výkonu a vyrovnanosti přenosové charakteristiky.

Jak ukazuje analýza hudebních signálů, je u tzv. vázné hudby přibližně polovina energie obsažena v pásmu nad 500 Hz, u popmusic je taková hranice v oblasti kolem 600 Hz (dalo by se hovořit o těžišti energetického spektra). Pokud je přechodová frekvence mezi oblastí funkce hlubokotónového a středotónového reproduktoru někde mezi 500 a 600 Hz, což je zcela běžný případ, pak, pokud jsou oba reproduktory stejně citlivé, bude dlouhodobý průměrný příkon do obou přibližně stejný. Ze statistické analýzy krátkodobých průměrů a maximálních hodnot pak vyplývá, že špičkové a krátkodobé průměrné výkony v pásmu středních kmitočtů jsou minimálně stejné, spíše však větší než v pásmu kmitočtů nízkých. V extrémním případě (sólový klavír) je dlouhodobý i krátkodobý průměrný výkon ve středním pásmu přibližně třicetinásobkem odpovídající hodnoty v pásmu basů. Běžně je u krátkodobého průměru poměr středy : basy v rozmezí 1,5 : 1 až 4 : 1. To znamená, že středotónový měnič je výkonově namáhan podstatně více než měnič basový.

Autor si je vědom, že toto tvrzení je v rozporu s všeobecně panujícím názorem, podle něhož je nejvíce namáhan basový reproduktor. Ale výsledky měření mluví zcela jasnou řeči. Je možné, že dosavadní názor je motivován tím, že do nedávna nebyly k dispozici prostředky k skutečně objektivní a komplexní analýze signálu. Druhou možnou příčinou je to, že často neplatí předpoklad stejné citlivosti basového a středového měniče – hlubokotónové reproduktory jsou zpravidla méně citlivé než reproduktory pro ostatní pásmá, takže poměry elektrických příkonů se mohou od poměrů akustických lišit dosti značně.

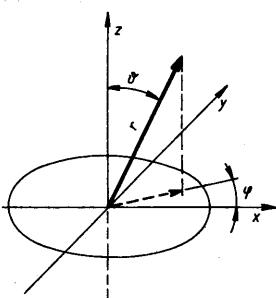
Pokud jde o přenosovou charakteristiku, ani zde se nevyplácí šetřit na kvalitě. Pásma středních kmitočtů totiž obsahují oblast, ve které jsou tzv. formanty lidského hlasu, jejichž přenos je pro lidský sluch velmi kritický. Tyto formanty totiž umožňují identifikaci osoby. V této oblasti dále leží podstatná část energie zvuku smyčcových nástrojů, a je známo, že na věrnost reprodukce barvy jejich zvuku je sluch rovněž mimořádně citlivý. Je tedy zřejmé, že na kvalitě středotónového měniče záleží velmi mnoho. Dokonce se dá říci, že je velmi obtížné najít takový středotónový reproduktor, který by bez velkých kompromisů vyhověl všem požadavkům, plynoucím z předchozího expozé, a to i u špičkových světových výrobců. Není tedy proč se divit, že někdy může být dobré řešená dvou-pásmová reproduktoričtí soustava lepší než třípásmová.

## 11. Reprodukce vysokých kmitočtů

Pásmem vysokých kmitočtů se v elektroakustice rozumí zpravidla oblast od zhruba 3 kHz do horní hranice slyšitelného pásmá. Vlnové délky signálů v tomto pásmu se

pohybují v rozmezí od 12 cm do 17 mm. Tím jsou dány specifika konstrukce reproduktorů pro toto pásmo. Je jasné, že geometrické rozměry membrán měničů a tím spíše celých soustav v tomto pásmu není v žádném případě možno považovat za „malé“. Vlnové efekty budou hrát podstatnou úlohu a základním důsledkem jejich vlivu bude směrový charakter vyzařování měničů. Abychom si tento charakter mohli kvantitativně popsat, zavedeme si několik nových veličin.

Membránu reproduktoru jsme z hlediska vyzařování modelovali kruhovým tuhým kroužkem. U tohoto modelu ještě chvíli zůstáváme, neboť osová (rotační) symetrie značně zjednoduší veškeré úvahy a odvození. Je-li vyzařování membrány směrově závislé, jinými slovy akustický tlak nezávisí jen na vzdálenosti od zdroje, ale i na konkrétní poloze bodu, v němž tlak sledujeme, můžeme definovat tak zvanou směrovou funkci. To je funkce prostorových souřadnic tohoto bodu, která nám udává poměrnou velikost akustického tlaku v daném bodě oproti jeho velikosti na ose membrány ve stejně vzdálenosti. Názorně je to vyznačeno na obr. 17. Zde je osa membrány totožná se souřadnicovou osou z a membrána leží v rovině os x a y, takže její střed je v počátku souřadnic.



Obr. 17. Souřadnicový systém vztázený k membráně

Pro popis směrových vlastností zářice je výhodnejší používat tzv. sférických souřadnic, což je pro daný bod vzdálenost tohoto bodu od počátku  $r$  a dva úhly  $\varphi$  a  $\Theta$ . Význam těchto úhlů je rovněž patrný z obr. 17. Mezi pravoúhlými a sférickými souřadnicemi platí vztahy

$$x = r \cos \varphi \sin \Theta \quad (60a)$$

$$y = r \sin \varphi \sin \Theta \quad (60b)$$

$$z = r \cos \Theta \quad (60c)$$

Akustický tlak v ose membrány (souřadnicová osa z) ve vzdálenosti  $r$  je dán jako

$$p(r) = p_0 r_0 / r \quad (61)$$

kde  $p_0$  je referenční akustický tlak ve vzdálosti  $r_0$ .

Směrová funkce je za určitých předpokladů nezávislá na vzdálenosti od zdroje zvuku. Hlavními předpoklady jsou lineární prostředí, volné šíření zvuku bez překážek a dostatečná vzdálenost od zdroje; vzdálenost je dostatečná, je-li podstatně větší než rozměry zdroje a vlnová délka vyzařovaného zvuku. Pak je možné pro akustický tlak v obecném bodě, jehož vzdálenost od zdroje (středu membrány) je  $r$ , psát s využitím vztahu (61)

$$p(x, y, z) = p(r, \varphi, \Theta) = p_0 r_0 D(\varphi, \Theta) / r \quad (62)$$

kde  $D(\varphi, \Theta)$  je směrová funkce. Její hodnota pro  $\Theta = 0$  (body na ose z) je vždy rovna jedné. Její „průběh“ pro ostatní body můžeme znázornit tak, že od počátku ve směru uvedeném úhly  $\varphi$  a  $\Theta$  vynášíme úsečku o dél-

ce  $D(\varphi, \Theta)$ . Koncové body všech možných úseček vyplní jistou plochu, která je „grafem“ směrové funkce neboli směrovou charakteristikou. Je-li akustický tlak závislý pouze na vzdálenosti, je hodnota směrové funkce konstantní a rovná jedné. Jejím „grafem“ je pak kulová plocha o jednotkovém poloměru. Proto v případě nesměrového vyzařování hovoříme o kulové směrové charakteristice.

Jestliže je zářic osové symetrický, je směrová funkce nezávislá na úhlu  $\varphi$ . V takovém případě je možné popsat jeho směrové vlastnosti křivkou, která vznikne jako průnik prostorové směrové charakteristiky a roviny proložené osou z. V případě kulové charakteristiky to bude kružnice o jednotkovém poloměru a středu v počátku souřadnic.

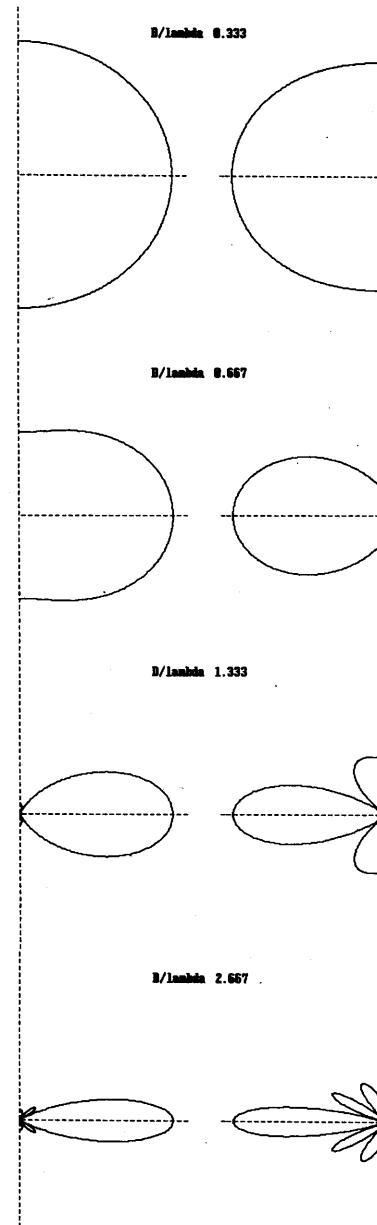
Akustickému tlaku  $p$  v jistém bodě přísluší akustická rychlos  $v = p/(c_0 \rho)$  a intenzita zvuku  $I = p \cdot v$ . Akustický výkon procházející jistou plochou je dán součinem této plochy a intenzity zvuku na této ploše. (Není-li intenzita na této ploše konstantní, je výkon dán plošným integrálem. Není-li rychlos k ploše kolmá, je součin nutno chápat jako skalární součin rychlosti a normálového vektoru.) Výkon nesměrového (izotropního) zářice, který vyzařuje do celého prostoru a ve vzdálenosti  $r$  produkuje akustický tlak  $p$ , je dán součinem intenzity  $p^2/c_0 \rho$  a plochy  $4\pi r^2$  (kulová plocha o poloměru  $r$ ).

Nyní již můžeme definovat činitel směrovosti. Jestliže nějaký zářic produkuje na své ose ve vzdálenosti  $r$  akustický tlak  $p$ , pak pokud by vyzařování bylo izotropní (nesměrové), odpovidal by mu akustický výkon zářice  $P_i = 4\pi r^2 p^2 / \rho c_0$ . Jestliže vyzařování izotropní není, je skutečný celkový vyzářený výkon odlišný; označme jej  $P_T$ . Činitel směrovosti  $F_D$  resp. index směrovosti  $I_D$  je pak dán jako

$$F_D = P_T / P_i; I_D = 10 \cdot \log(F_D) \quad (63a, b)$$

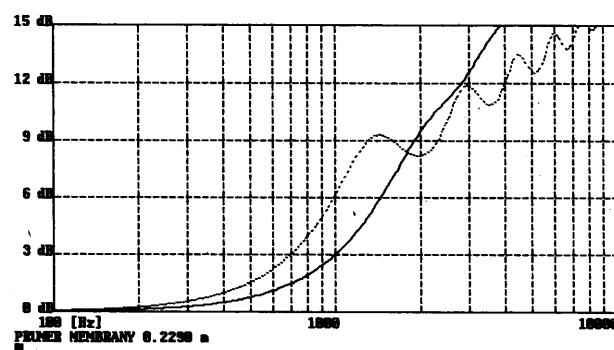
Pro posouzení vlivu směrovosti vyzařování kruhové membrány na vyzářený výkon a následné odvození činitele resp. indexu směrovosti je nutné znát směrovou funkci. Její odvození pro kruhovou membránu kmitající v nekonečné stěně je uvedeno v [1]. Toto zjednodušení je přijatelné ve většině případů, které nás zajímají. Musíme však poněkud modifikovat definici činitele směrovosti v tom smyslu, že se jedná o poměr výkonu ekvivalentního izotropního zářice vyzařujícího do poloprostoru k výkonu měničem skutečně vyzářenému.

K vyjádření směrové funkce kruhové membrány je nutné použít tzv. Besselovu funkci prvního řádu. Jedná se o speciální funkci, používanou např. při řešení diferenciálních rovnic. Podrobnosti zde nebudeme uvádět.



Obr. 18a až d. Příklady směrových charakteristik kruhového a prstencového zářice

Názornou představu o směrových vlastnostech zářic si můžeme udělat pomocí různých grafických znázornění. Nejjednodušší je vyobrazení rovinného řezu prostorovou směrovou charakteristikou. Tak dostaneme to, co se obvykle publikuje pod názvem směrová charakteristika. Příklady takové charakteristiky kruhové membrány jsou na obr. 18a až d pro různé poměry průměru membrány k vlnové délce. Kromě



Obr. 19. Kmitočtová závislost indexu směrovosti kruhového (plně) a prstencového (tečkovatého) zářice

toho jsou zde uvedeny také obdobné charakteristiky pro prstencový zářič. K tomu se ještě vrátíme.

Na obr. 19 je uvedena kmitočtová závislost indexu směrovosti kruhové membrány (plně) a prstencového zářiče (přerušované). Na obr. 20a až d jsou uvedeny přenosové charakteristiky těchto zářičů pro směr šíření, svírající s osou soustavy úhly 30 a 45 stupňů.

Ze všech obrázků je patrné, že vyzařování membrány je až do určitého kmitočtu v celku nesměrové a nad ním závisí na směru velmi silně. To odpovídá tomu, co jsme si řekli o kritické frekvenci kruhové membrány. Průběhy na obr. 19 nabízejí alternativní možnost, jak definovat tento kmitočet jako frekvenci, pro niž index směrovosti dosahuje 3 dB a vyzařovaný výkon je tudíž poloviční oproti výkonu v oblasti izotopního vyzařování. Frekvence takto definovaná je jiná, než je udáno ve vzorcích (31) až (34). Z výčtu by vyplývala její hodnota jako

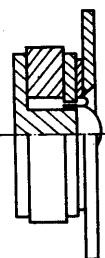
$$f_{kr} = 115/r \quad (64).$$

Vzhledem k tomu, že vlnové jevy a tedy i směrovost jsou spojeny spíše s vlnovou délkou než s frekvencí, můžeme definovat kritickou vlnovou délku jako

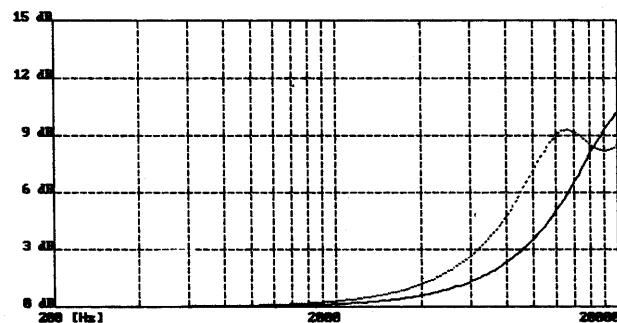
$$\lambda_{kr} = 3r \quad (65).$$

Vztah (65) je samozřejmě stejně jako všechny předchozí pouze přibližný, budeme jej však používat přednostně. Jeho výhodou je mimo jiné to, že se dobře pamatuje. Za zmínu stojí, že index směrovosti prstencového zářiče na kritické frekvenci podle (65) činí přibližně 6 dB, tedy dvojnásobek hodnoty pro kruhovou membránu.

V předchozím textu jsme se několikrát zmínili o prstencovém zářiči. Jeho význam je především teoretický, neboť při znalosti jeho vlastnosti je možné provádět odvození pro



Obr. 21. Konstrukční uspořádání vrchlíkového reproduktoru

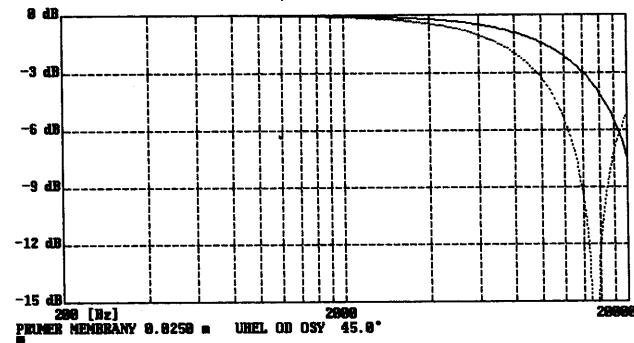
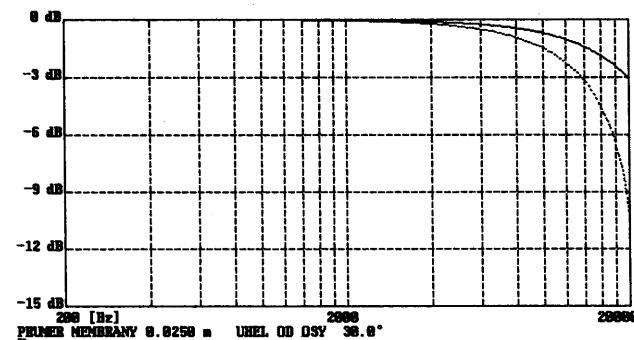
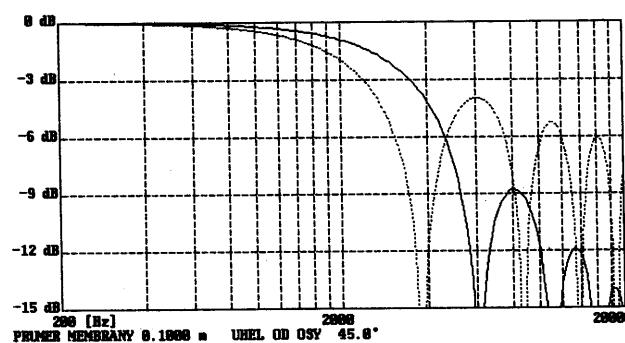
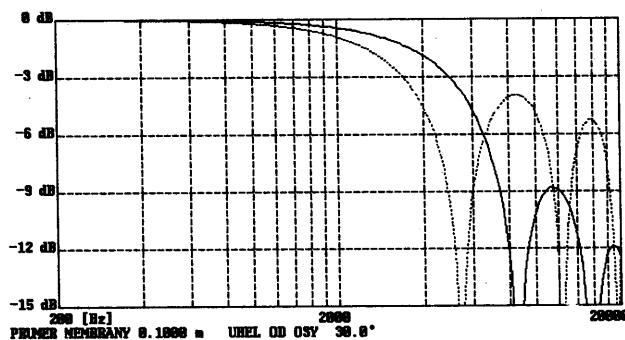


Obr. 22. Kmitočtová závislost indexu směrovosti kotouče a prstence o průměru 25 mm

## 12. Vlastní kmity membrány

Jiné zářiče. Má však i význam praktický, a to zejména pro rozbor chování reproduktoru s membránou tvaru kulového vrchlíku (kotovitého – nikoli kalotenového!!!). Na obr. 21 je naznačeno uspořádání takového reproduktoru. Jeho membrána je uváděna do pohybu kmitací cívka, která je s ní spojena na obvodě. Membrána není samozřejmě dokonale tuhá, jak předpokládá teorie. Vlivem setrvanosti se při buzení její střední část deformuje a její výchylka neodpovídá výchylce okraje. Na nejvyšších kmitočtech se střední část membrány většinou již prakticky nepohybuje, takže vyzařuje pouze část membrány tvaru prstence v bezprostřední blízkosti spoje s kmitací cívkou. Tento efekt je pro vyzařování membrány rozhodující zejména tehdy, je-li materiál membrány podajný (tkanina, plastová fólie). U kovových membrán není tak významný, proto tyto membrány vykazují menší směrovost, jak lze nahlédnout z obr. 22. Zde je uvedena kmitočtová závislost indexu směrovosti pro membránu o průměru 25 mm, který je u vysokotonových reproduktorů nejobvyklejší. Je patrné, že pro této celé akustické pásmo (s výjimkou frekvencí nad 17 kHz) je index směrovosti kotouče menší než prstence.

Až na jednu výjimku jsme zatím předpokládali, že membrána je tuhá, že tedy vykonává kmitavý pohyb ve směru osy bez deformací. To znamená, že síla působící v kterémkoli místě membrány ji uvádí do pohybu tak, že všechny body membrány se pohybují shodným způsobem. Skutečnost je samozřejmě jiná. Tuhost každého materiálu je konečná a při mechanickém namáhání, jímž je v případě reproduktoru působení síly přenášené z kmitací cívky, dochází k deformaci. Membrána se chová jako pružný kotouč, kužel nebo kulový vrchlík. Začne-li na membránu v některém bodě působit síla, dochází v tomto bodě k deformaci a tato deformace se z místa působení síly šíří po membráně rychlostí, která je určena hustotou materiálu membrány a jejími elastickými parametry. Po membráně se vlastně šíří elastická vlna a okamžitá výchylka kteréhokoli bodu na membráně je dána okamžitou amplitudou této vlny. Vlna je při svém šíření tlumena, takže po určité době nastane ustálený stav. A teprve tento stav je možné popsat výchylkou membrány jako celku. Pokud je mem-



Obr. 20a až c. Amplitudové charakteristiky přenosu pro různé úhly od osy membrány

brána buzena periodicky proměnlivou silou, mohou na ní vzniknout také stojaté vlny.

Pokud ustálený vliv vzniká dostatečně rychle, můžeme pohyb membrány chápát tak, že výchylka způsobená deformací se superponuje na celkovou výchylku membrány. Vyzařování membrány jako celku je dáno superpozicí vyzařování všech jejích bodů, takže lokální odchylky od ustálení či průměrné hodnoty mohou mít dosti významný vliv na vyzařovací vlastnosti membrány. Výsledný vliv je nejvýraznější v případě, že na membráně vzniknou stojaté elastické vlny. Hovoříme o vlastních kmitách s charakteristickými kmitočty, které představují vlastní kmitočty membrány.

Chování membrány jako celku je tedy velmi složité a efekty, způsobené vlastními kmity, se často projevují i na impedanční charakteristice reproduktoru, jak ukazuje obr. 23. Projevují se samozřejmě i na přeno-

ním jejich cílem je dosáhnout vyrovnané přenosové charakteristiky a do jisté míry také potlačit nonlinearity, o čemž bude ještě řeč. Přes veškerou snahu konstruktérů jsou membrány ze speciálních materiálů zpravidla těžší než „klasické“ papírové, takže citlivost nebývá příliš velká (91 dB při 1 VA v 1 m je už hodnota spíše mimořádná) a velký tudíž není ani akustický výkon. To je dař, která se platí za vysokou věrnost (v tomto případě to není chiméra). Vzhledem k tomu, že reproduktory takto konstruované se používají především v reproduktorových soustavách, kde nároky na akustický výkon nejsou příliš vysoké, není zpravidla malá citlivost na závadu.

### 13. Problém dělení signálu a klasifikace výhybek

Ctižádostí konstruktérů reproduktorů často bývá vytvořit reproduktor, který by byl schopen uspokojivě reprodukovat co nejširší pásmo kmitočtů, nejlépe celé akustické pásmo. Jak vyplývá z předchozích úvah, není to v podstatě možné. I když se znova a znova objevují konstrukce různých širokopásmových reproduktorů, jedinou možností skutečně kvalitní reprodukce je rozdělit akustické pásmo na alespě dva dílčí rozsahy a vyzářit je oddělenými měniči. (Jednou z mála úspěšných širokopásmových konstrukcí je tzv. Walshův zářič, který má však – podobně jako jiné konstrukce tohoto druhu – dost malou citlivost).

K rozdělení akustického pásmo, přesněji řečeno k rozdělení signálu na dílčí signály takovým způsobem, aby jejich spektra spadala převážně do určitých vzájemně se nepřekrývajících kmitočtových oblastí, slouží tzv. dělicí filtry neboli výhybky. Výhybky mohou signál rozdělovat na výkonové nebo nevýkonové úrovně podle toho, jsou-li zařazeny mezi výstup výkonového zesilovače a reproduktory anebo ještě před vstupem výkonového zesilovače. V prvním případě se používají pasivní filtry. V druhém případě mohou být použity filtry pasivní nebo aktivní; pak se zpravidla hovoří o výhybce elektronické. Termín „aktivní výhybka“ se užívá jako synonymum pro elektronickou výhybku, i když tato varianta nemusí nutně obsahovat aktivní filtry.

Signál je nutné elektricky rozdělit tak, aby to, co vznikne po opětovném sloučení dílčích signálů na akustické straně, bylo použitelné. Pro posouzení použitelnosti bychom velmi nutně potřebovali nějakou výstižnou definici věrnosti reprodukce, o kterémžto pojmu se autor velmi opovržlivě vyjádřil v první kapitole. Pro technickou potřebu však takovou definici můžeme zformulovat s využitím modelového popisu signálu v časové nebo kmitočtové doméně.

Vstupním signálem elektroakustického systému je napětí (popř. proud) přivedené na vstupní svorky (bránu) systému. Tento signál je možné modelovat patřičnou funkcí času. Výstupním signálem je akustický tlak (popř. rychlosť). Také ten je možné modelovat funkci času, která je však závislá i na prostorových souřadnicích. V části věnované vyzařování membrány jsme se omezili na tlak v ose membrány s přihlédnutím ke směrové funkci. U reproduktorových soustav

s několika měniči se obvykle definuje tak zvaný referenční (měřicí) bod a výstupním signálem systému je pak akustický tlak v tomto bodě s tím, že se dále může udávat několik směrových charakteristik nebo amplitudových charakteristik ve vybraných směrech ve vztahu k ose celé soustavy. Osou soustavy se přitom – není-li uvedeno jinak – rozumí přímka kolmá k čelní stěně soustavy a procházející referenčním bodem. Z tohoto přístupu budeme nadále vycházet.

Signál je systémem přenesen nejdokonalejším možným způsobem tehdy, je-li časový průběh výstupního signálu shodný s průběhem signálu vstupního až na změnu amplitudy nebo časové zpoždění. Označíme-li vstupní napětí jako  $U(t)$  a výstupní akustický tlak (tlak v referenčním bodě) jako  $p(t)$ , pak s využitím formalismu výrazů (4) až (7) můžeme pro ideální přenos psát

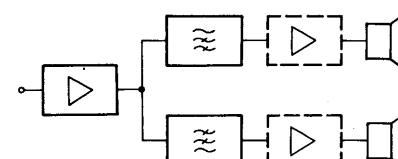
$$p(t) = C \cdot U(t - t_D) \quad (66),$$

kde  $C$  je přenosový činitel a  $t_D$  je přenosové (dopravní) zpoždění. V kmitočtové doméně platí

$$p(\omega) = C \cdot u(\omega) \cdot \exp(-j\omega t_D) \quad (67)$$

Exponenciální funkce v pravé straně (67) popisuje ekvivalence časového zpoždění a posunu fáze přímo úměrného kmitočtu. Časové zpoždění budeme považovat za novou, nebude-li uvedeno jinak.

Jak jsme si již řekli, dochází-li při přenosu k akumulaci energie, projeví se to změnou spektra výstupního signálu, což je vyjádřeno kmitočtovou závislostí přenosového činitele  $C$  v (67) (ve výrazu (66) by se na místě  $C$  objevil integro-diferenciální operátor). Tento činitel pak bude totožný s přenosovou funkcí systému. Vlastnosti elektrických filtrů jsou jednoznačně určeny jejich přenosovými funkcemi. U elektroakustické soustavy s dělicími filtry si přenosové funkce jednotlivých větví definujeme jako funkce popisující přenos té které větev ze společného elektrického vstupu do referenčního bodu na akustické straně za předpokladu, že ostatní větve jsou vyřazeny z provozu. V nejjednoduším případě jsou větve dvě, jedná se tedy o dvojcestnou nebo dvoupásmovou soustavu s dvojcestným (binárním) dělicím filtrem resp. dvoupásmovou výhybkou. Názorně to ukazuje obr. 24. Přenosové funkce větví



Obr. 24. Blokové schéma pro dvoupásmovou reprodukci

filtru na obr. 24 jsou označeny  $L(p)$  a  $H(p)$  (v souladu s běžnými zvyklostmi písmena p používáme v obecných výrazech na místě  $\omega$ ).

Pro popis vlivu dělicího filtru na výsledný signál budeme nejprve předpokládat, že re-

produktoři se chovají jako ideální bodové zářiče, jejich vlastnosti jsou kmitočtově nezávislé, jejich citlivostí jsou shodné a jejich vzdálenost je nulová. Tento předpoklad je sice protismyslný, neboť dělená reprodukce se používá právě proto, že reproduktory se ideálně **nechovaly**, velmi nám však usnadní obecný rozbor. Za tohoto předpokladu je výsledný akustický tlak úměrný součtu napětí na výstupech obou větví filtru. Můžeme definovat součtovou přenosovou funkci jako

$$T(p) = L(p) + H(p) \quad (68)$$

Obecná přenosová funkce lineárního obvodu se soustředěnými parametry má tvar

$$T(p) = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_M p^M}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots + b_N p^N} \quad (69)$$

Koefficienty mnohočlenů v čitateli a jmenovateli mají reálné hodnoty, koefficienty ve jmenovateli musí být kladné. Stupeň čitatele nesmí být větší než stupeň jmenovatele, tj.  $m \leq n$  (podmínky stability).

Podíl  $a_0/b_0$  udává přenos pro nulový kmitočet, podíl  $a_N/b_N$  pak přenos (přesněji limitní přenos) pro nekonečný kmitočet. Jestliže je  $a_0 = 0$ , je pro nulový kmitočet přenos nulový; přenosová funkce popisuje horní propust. Jestliže je  $m$  menší než  $n$ , není ve výrazu (69) člen s  $p^n$  vůbec obsažen a můžeme říci, že  $a_N = 0$ . Přenosová funkce pak popisuje dolní propust. Jsou-li obě tyto podmínky splněny současně, jedná se o pásmovou propust. Při dalších úvahách můžeme pro zjednodušení zápisu bez újmy na obecnosti položit  $b_0 = 1$ . Není-li  $a_0 = 0$ , můžeme dále položit  $a_0 = 1$ .

Z výrazu pro přenosovou funkci (69) můžeme velmi jednoduše odvodit přenosové funkce dolní a horní propusti, definující dělicí filtr s vlastnostmi velmi připomínajícími ideální. Jestliže totiž položíme

$$L(p) = \frac{1 + a_1 p + \dots + a_M p^M}{1 + a_1 p + \dots + a_N p^N} \quad (70a)$$

a dále

$$H(p) = \frac{a_{M+1} p^{M+1} + \dots + a_N p}{1 + a_1 p + \dots + a_N p^N} = 1 - L(p) \quad (70b),$$

dostaneme přenosové funkce popisující dolní a horní propust, jejichž součet je jednotkový. Co více bychom si mohli přát! Bohužel, není vše zlato co se třpytí – ani ve výhybkách. Dělicí filtr s funkcemi (70a, b) se hodí pro zpracování elektrických signálů, pro elektroakustické účely však příliš vhodný není. Velmi hrubě totiž porušuje tzv. podmínu konstantního výkonu, kterou definujeme o pár řádek dále.

Stupeň nejvyššího člena ve jmenovateli (nejvyšší mocninu ve jmenovateli se vyskytující) nazýváme stupeň výhybky (někdy také řád výhybky). Hovoříme o výhybce něho stupně (řádu).

## Podmínka konstantního tlaku (napětí)

Pro funkce ve výrazech (70a), (70b), platí

$$L(p) + H(p) = 1 \quad (71)$$

Na pravé straně (71) může být obecně jakékoli nenulové reálné číslo, pro jednoduchost se však můžeme omezit na uvedený případ. Výraz (71) definuje podmínu konstantního tlaku. Znamená to, že za ideálních předpokladů bude přenosová funkce součtového signálu konstantou, tj. při vstupním napětí harmonického průběhu budou amplituda i fázový úhel výstupního akustického tlaku nezávislé na kmitočtu. Opakování fráze „za ideálních předpokladů“ si můžeme ušetřit, budeme-li se nadále zabývat nikoli akustickým tlakem, nýbrž výstupním napětím resp. napětími. Pak můžeme hovořit o výhybce s konstantním napětím.

## Podmínka konstantní amplitudy

Pokud se spokojíme s tím, že při přenosu bude zachována pouze amplituda přenášeného harmonického signálu, znamená to, že absolutní hodnota součtové přenosové funkce pro  $p = j\omega$  bude konstantní. Příslušnou podmínu lze vyjádřit

$$|L(j\omega) + H(j\omega)| = 1 \quad (72)$$

Na splnění této podmínky je orientována většina používaných konstrukcí výhybek. Součtová kmitočtová charakteristika má konstantní amplitudu, pokud však nesplňuje podmínu (71), je její fáze závislá na kmitočtu. Celý systém se pak chová jako fázovací článek, anglicky all-pass filter. V anglických textech se proto tento typ výhybky označuje někdy jako all-pass crossover.

## Podmínka konstantního výkonu

Kdyby reproduktory, připojené na výstup výhybky, měly shodnou, reálnou a kmitočtově nezávislou impedanci, byl by příkon do nich přivedený úměrný součtu druhých mocnin efektivních hodnot výstupních napětí. Pokud by tento příkon měl být nezávislý na kmitočtu, muselo by platit

$$|L(j\omega)|^2 + |H(j\omega)|^2 = 1 \quad (73)$$

Výhybky splňující podmínu (73) se nazývají výhybky s konstantním příkonem (též ne zcela přesně výkonem). Někdy se také hovoří o výhybkách s konstantní impedancí. Pokud by totiž reproduktory výhovovaly shora uvedeným požadavkům, byla by vstupní impedance výhybky nezávislá na kmitočtu. To má význam především v pasivních výhybkách. Pravda, tento význam je spíše teoretický, vzhledem k tomu, že reálné reproduktory nesplňují požadavek reálnosti a kmitočtové nezávislosti impedance ani přibližně.

V souvislosti s fázovým zkreslením, na které někteří autoři kladou obzvláštní důraz, se někdy u výhybek stanoví požadavek konstantního zpoždění součtového signálu, z něhož vyplývá lineární závislost fázového úhlu součtového přenosové funkce (viz (67)). V literatuře se někdy hovoří o lineáritě fáze, což není zcela přesné. Pokud má totiž takový požadavek mít smysl, musí se jednat o **přímou úměrnost** fáze a kmitočtu. Od-

povídající podmínka pro přenosovou funkci má tvar

$$L(j\omega) + H(j\omega) = T(\omega) \exp(-j\omega t) \quad (74)$$

kde  $T(\omega)$  je reálná funkce kmitočtu, totiž amplitudová charakteristika.

Realizace výhybky s konstantním zpožděním v „čisté“ podobě je možná pouze s využitím zpožďovacích prvků. Dá se například realizovat výhybku s digitálními tzv. filtry FIR. V současné době už některé výrobci taková zařízení nabízejí. Obecně je však toto řešení značně nákladné. Vzhledem k tomu, že požadavek konstantní fáze je z dosud uvedených podmínek patrně nejméně důležitý, nebude mezi se jím podrobně zabývat. Podotkneme jen, že výhybky s konstantním tlakem resp. napětím tuto podmínu splňují, neboť fáze jejich součtové přenosové funkce je nulová. To je pohřebu jediná jejich přednost. Je také možné u některých prakticky zajímavých typů výhybek korigovat fázovou charakteristiku tak, aby výsledná fáze závisela na kmitočtu v akustickém pásmu alespoň přibližně přímo úměrně. Nicméně pokud se u některého výrobcu uvádí, že je to výhybka s lineární fází, a nejedná se o digitální zařízení, jedná se skoro určitě buď o výhybku s konstantním napětím nebo o podvod.

## Konkrétní typy výhybek

Prakticky významné jsou především takové konstrukce výhybek, které zajišťují současně splnění alespoň dvou podmínek. Již jsme řekli, že výhybky s konstantním napětím mají současně konstantní (nulové) zpoždění. Dále existuje skupina výhybek, které splňují současně podmínu konstantní amplitudy a konstantního příkonu. Jedná se o výhybky tvořené dolními a horními propustmi Butterworthova typu lichého stupně. Příkladem může být výhybka prvního stupně s přenosovými funkcemi

$$L(p) = \frac{1}{1 + p/\omega_d}, \quad H(p) = \frac{(p/\omega_d)/(1 + p/\omega_d)}{1 + 2(p/\omega_d) + 2(p/\omega_d)^2 + (p/\omega_d)^3} \quad (75a,b)$$

Tato výhybka splňuje rovněž podmínu konstantního tlaku a tudíž i podmínu konstantního (nulového) zpoždění.

Výhybka třetího stupně Butterworthova typu má přenosové funkce

$$L(p) = \frac{1}{1 + 2(p/\omega_d) + 2(p/\omega_d)^2 + (p/\omega_d)^3} \quad (76a)$$

$$H(p) = \frac{(p/\omega_d)^3}{1 + 2(p/\omega_d) + 2(p/\omega_d)^2 + (p/\omega_d)^3} \quad (76b)$$

Kruhová frekvence  $\omega_d$  určuje dělicí frekvenci výhybky.

Jestliže určující přenosové funkce Butterworthova typu lichého stupně (pravá strana (75a,b), (76a,b)) umocníme na druhou, dostaneme přenosové funkce výhybek typu Linkwitz-Riley. Tyto výhybky splňují podmínu konstantní amplitudy. Běžně se užívá výhybka druhého stupně s přenosovými funkcemi tvaru

$$L(p) = \frac{1}{1 + 2(p/\omega_d) + (p/\omega_d)^2} \quad (77a)$$

$$H(p) = -(p/\omega_d)^2/(1 + 2(p/\omega_d) + (p/\omega_d)^2) \quad (77b)$$

V technických údajích komerčních zařízení se často velmi zdůrazňuje, že výhybka má filtry typu Linkwitz-Riley. Jak je patrné z předchozího výkladu, není to nic magické-

ho. Záporné znaménko v (77b) znamená, že hornopropustná větev je oproti dolnopropustné přepoložena (např. přeplováním reproduktoru). Kdyby tomu tak nebylo, měla by součtová přenosová funkce na dělici frekvenci nekonečný útlum.

### Strmost výhybky

Jestliže je dána nějaká přenosová funkce  $T(p)$  a k této přenosové funkci přísluší amplitudová charakteristika  $A(\omega)$  podle vzorce (viz také (7))

$$A(\omega) = |T(j\omega)| \quad (78)$$

pak můžeme definovat strmost amplitudové charakteristiky v logaritmických souřadnicích (směrnici tečny k amplitudové charakteristice) na libovolném kmitočtu

$$S(\omega) = 6 \cdot (dA(\omega)/d(\omega)) \cdot (\omega/A(\omega)) \quad (79)$$

Tento výraz obsahuje derivaci amplitudové charakteristiky podle kmitočtu (což se bohužel nedá obejít). Strmost je podle výrazu (79) udávána v decibelech na oktávu. Nahradíme-li šestku dvacátou, dostaneme hodnotu strmosti v decibelech na dekádu.

Jestliže je přenosová funkce zadána výrazem typu (69), můžeme určit limitní strmost charakteristiky pro nulový a nekonečný kmitočet i bez výpočtu (79). Nechť stupeň jmenovatele (nejvyšší v něm se vyskytující mocnina) je  $n$ , stupeň nejnižšího člena v čitateli je  $k$  a stupeň nejvyššího člena (nebo stupeň čitateli) je  $m$ . Potom limitní strmost pro nulový kmitočet bude  $(k-n)$  krát 6 dB a pro nekonečný kmitočet to bude  $(n-m)$  krát 6 dB (na oktávu). Například přenosová funkce (76a) má pro nulový kmitočet strmost nula, pro nekonečný -18 dB/oktáva. Funkce (76b) má pro nulový kmitočet strmost 18 dB/oktáva, pro nekonečný pak nulovou.

Strmosti u výhybek rozumíme strmost dolnopropustné větve pro nekonečný kmitočet (udává se zpravidla kladné číslo – absolutní hodnota) nebo strmost hornopropustné větve pro kmitočet nulový. Pokud tyto hodnoty nejsou shodné, je nutno udávat obě. Stupeň jmenovatele určuje maximální strmost s daným jmenovatelem dosažitelnou, která činí šestinásobek stupně jmenovatele  $|dB/oktáva|$ . Pokud výhybka takovou strmost skutečně má, můžeme ji nazývat výhybkou s maximální strmostí. Výhybky s konstantním napětím (tlakem) se vyznačují tím, že s výjimkou prvního stupně nemají maximální strmost (viz (70a,b)).

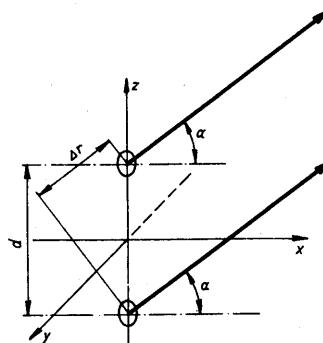
### Vyzářený výkon

Při dosavadním odvozování jsme vycházeli z předpokladu, že reproduktory se chovají jako bodové zářiče s citlivostí nezávislou na kmitočtu. Pokud je navíc jejich vzdálenost malá ve srovnání s vlnovou délkou, je vyzáření nesměrové a do poloprostoru vyzářený akustický výkon  $P$  je spojen se součtovým akustickým tlakem  $p(d)$  ve vzdálenosti  $d$  vztahem

$$P = 2 \cdot \pi \cdot d^2 \cdot p^2(d) / \rho \cdot c_0 \quad (80)$$

Podmínka konstantní amplitudy tak zajišťuje konstantnost nejen amplitudy součtového akustického tlaku, ale i celkového vyzářeného výkonu.

Jestliže vzdálenosti měničů nejsou „malé“, je vyzáření směrové a při výpočtu vyzářeného výkonu je nutné brát v úvahu



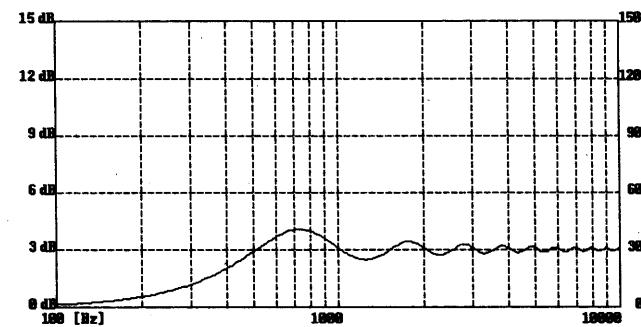
Obr. 25. Souřadný systém pro popis směrových vlastností dvojice zářičů

směrovou funkci soustavy. Odvození je dosti složité (lit. [3]). Pro soustavu měničů můžeme definovat činitel a index směrovosti podle (63a,b) analogicky jako pro kruhovou membránu s tím, že za osu, na níž udáváme vztazný akustický tlak, volíme kolmici k spojnici středu měničů. Názorně je to vyznačeno na obr. 25.

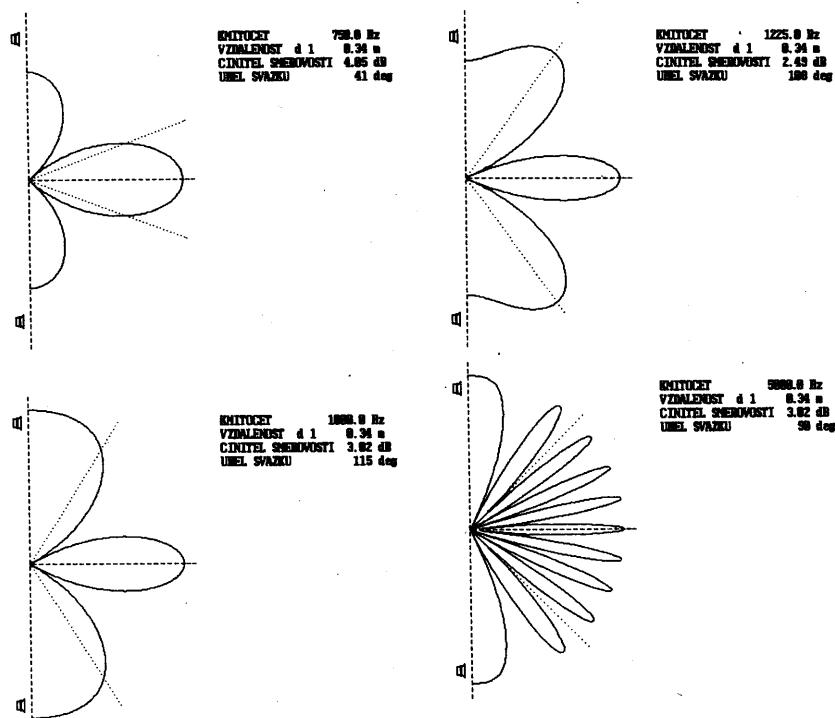
Abychom si učinili představu o tom, jak směrové vlastnosti soustavy zářičů vypadají ve skutečnosti, podívejme se na obr. 26. Zde

je uvedena kmitočtová závislost indexu směrovosti dvojice shodných bodových zářičů napájených shodným signálem, tedy bez použití výhybky. Vzdálenost měničů je 0,3435 m, takže na kmitočtu 1 kHz je tato vzdálenost právě rovna vlnové délce. Vidíme, že směrovost je maximální pro stav, kdy vzdálenost je rovna přibližně 3/4 vlnové délky. Tomu odpovídající směrová charakteristika je na obr. 27a. Na kmitočtu 1 kHz je index směrovosti 3 dB (obr. 27b), pak následuje minimum přibližně 2,5 dB na kmitočtu 1225 Hz (obr. 27c) a při zvyšování kmitočtu a zmenšování vlnové délky se index směrovosti přiblížuje hodnotě 3 dB. Že tato hodnota neurčuje nějaké „nasměrování“ vyzářeného výkonu, je zřejmé z obr. 27d, kde je směrová charakteristika pro kmitočet 10 kHz. Tato skutečnost je velmi důležitá pro konstrukci tzv. reproduktorových sloupů.

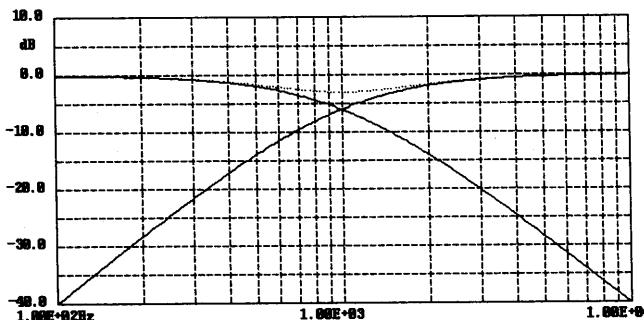
Při vyzářování dvojice měničů napájených přes výhybku se podobné efekty uplatňují také, přičemž jejich vliv je nejvýraznější tam, kde vyzářované tlaky obou větví jsou přibližně shodné. Na obr. 28 jsou uvedeny amplitudové charakteristiky přenosů obou větví výhybky podle (77a,b) a průběh celkového „příkonu“. Na obr. 29 je pak kmitočtová



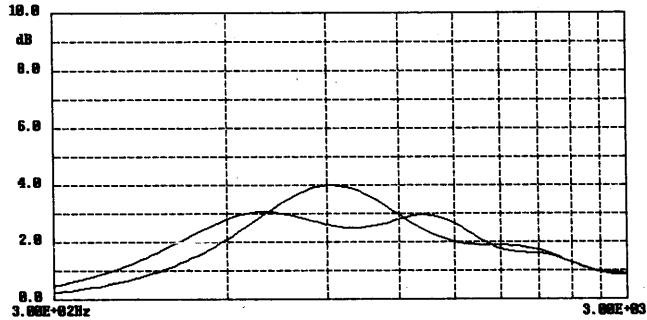
Obr. 26. Kmitočtová závislost indexu směrovosti dvojice bodových zářičů o vzdálenosti 0,3435 m



Obr. 27 a, b, c, d. Směrové charakteristiky dvojice bodových zářičů podle obr. 26 pro různé kmitočty



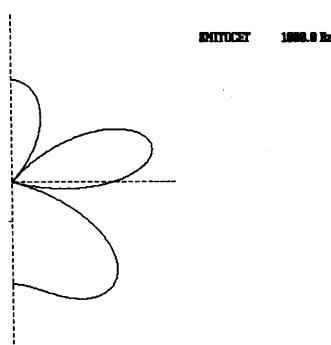
Obr. 28. Amplitudové charakteristiky přenosu a příkonu výhybky Linkwitz-Riley 2. stupně



Obr. 29. Kmitočtová závislost indexu směrovosti výhybky podle obr. 28 pro dvě varianty uspořádání

závislost indexu směrovosti pro dvě různá uspořádání měničů. Není pochyby o tom, že uspořádání měničů v součinnosti s výhybkou může mít na chování reproduktorové soustavy značný vliv. V praxi jsou tyto efekty významné především proto, že díky odrazům zvuku od stěn prostoru přichází k posluchači nejen signál vyzářený ve směru osy soustavy, ale i signál z jiných směrů, a za určitých okolností může být spektrální složení vnitřního signálu určeno spíše celkovým vyzářeným výkonem nežli intenzitou zvuku v ose soustavy. Index směrovosti by tedy neměl být na kmitočtu příliš závislý.

V literatuře [3] je odvozeno, že výhybky s přenosovými funkcemi podle (75a,b) a (76a,b) mají index směrovosti kmitočtově nezávislý a nulový. Mohlo by se zdát, že takto konstruované výhybky jsou takřka ideální. Bohužel, není tomu tak. Tyto výhybky mají totiž tu nepřijemnou vadu, že v okolí dělící frekvence není maximální akustický tlak vyzařován v ose soustavy, ale mimo ni (tzv. lobing error). Příklad směrové charakteristiky pro tento stav je ukázán na obr. 30. Je tedy zřejmé, že optimální návrh výhybky bude asi věci vhodného kompromisu.



Obr. 30. Směrová charakteristika dvojcestné soustavy s výhybkou Butterworthova typu lichého stupně na dělící frekvenci 1 kHz při vzdálenosti zájičí 0,3435 m

### Výhybky s reálnými reproduktory

Při odvozování přenosových funkcí a používání toho, jak splňují tu či onu podmínku, musíme mít na paměti, že podstatné je to, co se děje na akustické straně. Přenosovou funkci výhybky se tedy rozumí přenosová funkce z elektrického vstupu na akustický výstup. Pokud by chování reproduktorů bylo kmitočtově nezávislé, pak by výhybka v tomto smyslu byla popisána pouze přenosem

elektrických obvodů, které ji realizují. Reproduktor má ovšem svoji vlastní kmitočtovou charakteristiku, která by při návrhu výhybky měla být respektována. S tím souvisí také otázka fázování reproduktorů, ke které se ještě vrátíme.

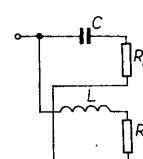
Výsledná přenosová funkce té které větve výhybky je dána jako součin přenosové funkce elektrického filtru a vlastní přenosové funkce příslušného reproduktoru. Pokud si předem stanovíme, jaké přenosové funkce má mít výhybka jako celek, pak při řešení výhybky jde o to, zkonztruovat takový filtr, jehož přenosová funkce by spolu s přenosovou funkcí reproduktoru dávala požadovanou výslednou přenosovou funkci. Přenos reproduktoru je v nejjednodušším případě dán funkcí podle (36). Rozbor postupu řešení je podrobně probrán např. v lit. [4]. Zde se jím nemůžeme zabývat. Podotknémě jen, že jedním z možných důsledků respektování vlastnosti reproduktoru může být to, že strmost dolnopropustné větve nebude stejná jako strmost větve hornopropustné.

## 14. Pasivní výhybky a tlumivky

O konstrukci pasivních výhybek se píše v každé rozsáhlejší publikaci o reproduktorech a soustavách (lit. [5]). Uvedeme proto jen přehled nejdůležitějších informací.

Pasivní výhybky jsou téměř vždy konstruovány jako jednoduché filtry složené převážně z kondenzátorů (kapacit) a cívek (induktostí). Pokud by se reproduktory chovaly ideálně v tom smyslu, že by měly kmitočtově nezávislou impedanci a citlivost, bylo by možné realizovat všechny běžné typy přenosových funkcí pouze s kondenzátory a tlumivkami jako tzv. bezeztrátové filtry LC. Výhybky však často obsahují také členy kompenzující kmitočtové závislosti impedanci a citlivosti reproduktoru, případně rozdíly mezi citlivostmi měničů v jednotlivých pásmech, a tyto členy již obsahují odpory (rezistory).

Výhybka pro ideální reproduktory, která realizuje přenosové funkce (75a,b), je na obr. 31. Hodnoty jejích prvků pro dělící frekvenci  $f_D$  jsou dány vzorcemi  
 $C = 1/2\pi f_D R_H$ ,  $L = R_L / 2\pi f_D$  (81a,b).



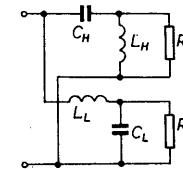
Obr. 31. Schéma výhybky 1. stupně (6 dB/okta)

Jak je vidno, připouštíme možnost, že reproduktory v obou větvích nebudou mít stejný odpor, respektive jmenovitou impedanci, jež se zpravidla za jmenovitý odpor dosazuje.

Výhybka realizující přenosovou funkci podle (77a, b) je na obr. 32. Její obvodové prvky jsou dány vzorcemi

$$C_L = 1/4\pi f_D R_L, \quad L_L = R_L / \pi f_D \quad (82a,b),$$

$$C_H = 1/4\pi f_D R_H, \quad L_H = R_H / \pi f_D \quad (82c,d).$$

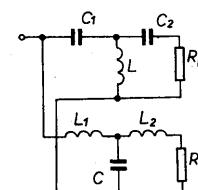


Obr. 32. Schéma výhybky 2. stupně (12 dB/okta)

Méně známé jsou vzorce pro výhybky s přenosovými funkcemi podle (76a,b), jejíž schéma je na obr. 33.

$$L_1 = 3L_2, \quad L_2 = R_L / 4\pi f_D, \quad C = 2/3\pi f_D R_L \quad (83a,b,c),$$

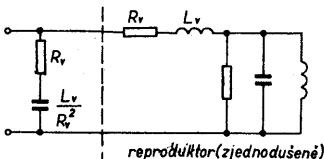
$$C_1 = 1/3\pi f_D R_H, \quad C_2 = 3C_1, \quad L = 3R_H / 8\pi f_D \quad (83d, e, f).$$



Obr. 33. Schéma výhybky 3. stupně (18 dB/okta)

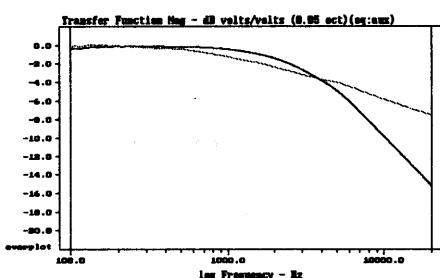
Výrazy (81a) až (83f) je možné použít pro výpočet výhybky do reproduktorech soustavy s reálnými reproduktory pouze jako vodítko pro návrh prvního přiblížení. Kmitočtová závislost impedance reproduktoru má totiž na výslednou přenosovou charakteristiku vliv natolik výrazný, že bez úpravy nebo korekce je výhybka konstruovaná přesně podle těchto vzorců zpravidla nepoužitelná. Pokud se v literatuře objeví řešení výhybky, jehož součásti jsou dimenzovány přesně podle uvedených vzorců, **nehodí se pro praktické použití**.

Nejjednodušší způsob kompenzace kmitočtové závislosti impedance reproduktoru spočívá v potlačení vlivu indukčnosti sériovým článkem RC připojeným paralelně k reproduktoru, jak je to naznačeno na obr. 34. Odpor rezistoru v tomto článku by měl přibližně odpovídat jmenovité impedance reproduktoru. Kapacita kondenzátoru závisí na

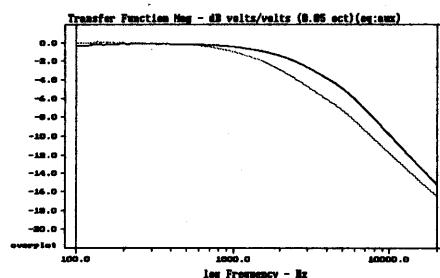


Obr. 34. Kompenzace indukčnosti kmitací cívky reproduktoru

indukčnosti kmitací cívky. Problém je v tom, že tato indukčnost je kmitočtově závislá. Volba kapacity je věcí kompromisu a je zapotřebí ověřit funkci výhybky jako celku včetně kompenzačního člena. Typické kapacity jsou jednotky mikrofaradů pro středové reproduktory a desítky mikrofaradů pro basové reproduktory. Vliv kompenzace je demonstrován na obr. 35a, b, kde jsou uvedeny příklady charakteristik výhybky 6 dB /okta/ určené pro hlubokotónový reproduktor, a to ve stavu zatíženém odporem, reproduktorem bez kompenzace a reproduktorem s kompenzací.



Obr. 35a. Přenos výhybky do odporové zátěže a nekompenzovaného reproduktoru



Obr. 35b. Přenos výhybky do odporové zátěže a reproduktoru s kompenzací

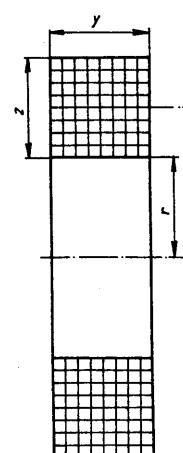
Charakteristiku výhybky je možné „doladit“ také úpravou hodnot součástí výhybky. To lze nejsnázse udělat metodou simulace na počítači s využitím rozšířeného náhradního schématu. Také se to může dělat metodou zkoušky a omylu, což je ovšem zdlouhavé a bez dokonalé znalosti všech souvislostí značně nespolehlivé. Snad právě proto se někdy „ladění výhybek“ prezentuje jako něco mimořádně tajuplného a nákladného, něco mezi spiritismem a alchymii. Když uvážíme, že výhybkou se někdy navíc korigují (případně bez zlého úmyslu zdůrazňují) nedostatky v přenosové charakteristice samotných reproduktorů, nelze se divit, že světla světa spatrují konstrukce značně rozdílné a od schémat zde uvedených dosti odlišné.

Kapitolou samou pro sebe je vstupní impedance výhybky. Pokud by reproduktory byly ideální, jejich impedance shodné a výhybky by splňovala podmíinku konstantního příkonu, byla by vstupní impedance výhybky konstantní a rovná impedanci reproduktoru.

Skutečnost je značně odlišná. Pokud je impedancia větší než jmenovitá, není to většina na závadu. Bohužel indukčnost reproduktoru, nepresné naladění větví výhybky, nevhodná kompenzace apod. mohou mít za následek, že se v závislosti na kmitočtu může impedance ve vstupu výhybky (tedy impedance celé reproduktorské soustavy) zmenšit i pod polovinu jmenovité impedance soustavy. To nemá výrazný vliv ani tak na funkci samotné soustavy, jako spíše na chování zesilovače. Proto se v současné době často požaduje, aby zesilovač byl schopen pracovat i do takové zátěže. Autor je však toho názoru, že „slušně vychovaná“ reproduktorská soustava by pro žádny kmitočet neměla mít impedanci menší než 80 % jmenovité hodnoty.

Základním praktickým problémem při reálnici pasivních výhybek je výpočet a výroba tlumivek. Velmi dobře je tato otázka zpracována v lit. [5]. Zde uvedeme základní vzorce pro výpočet vzduchových tlumivek. Nejdůležitější veličinou je u tlumivky samozřejmě indukčnost  $L$ . Ta však neurčuje jednoznačně, jak má být tlumivka konstruována. Další důležitou veličinou je sériový odpor  $R$  tlumivky (odpor drátu), který by neměl přesahnut jednu dvacetinu jmenovité impedance reproduktoru, pro který je výhybka určena. A z konstrukčního hlediska je podstatný činitel plnění vinutí  $q$ , což je poměr celkového průřezu mědi (čistý průřez drátu krát počet závitů) k ploše okénka vinutí. Jeho hodnota je u obvyklých průměrů drátu přibližně 0,6.

Běžně používané vzorce pro návrh tlumivky vycházejí z požadavku optimalizace v tom smyslu, aby dané indukčnosti při daném sériovém odporu bylo dosaženo s nejmenší spotřebou mědi. Pak je možné odvodit vzorce pro rozměry tlumivky podle obr. 36:



Obr. 36. Rozměry vzduchové tlumivky

$$x = 399 \cdot \sqrt{(L/(R \cdot q))} \quad (84)$$

$$N = 1188 \cdot \sqrt{(L \cdot R \cdot q)} \quad (85)$$

$$r = x/2/3, y = r, z = 0,9y \quad (86, 87, 88)$$

Rozměry jsou v milimetrech, indukčnost v henry,  $N$  je počet závitů.

Pokud nemůžeme použít tvarového provedení podle obr. 36, můžeme využít z obecného vzorce pro indukčnost válcové tlumivky ve tvaru

$$L = 3,2 \cdot 10^{-6} \cdot x^2 \cdot N^2 \quad (89)$$

$$6x + 9y + 10z$$

Bohužel, může se stát, že přes veškerou optimalizaci vyjde hmotnost tlumivky srovnatelná s hmotností reproduktoru nebo i větší. Pak se z ekonomických důvodů používají tlumivky s feromagnetickým jádrem. Pro jejich návrh už žádné obecné vzorce neexistují, řešení se většinou hledá metodou zkoušky a omylu. Výsledná kvalita závisí na kvalitě použitého jádra, což je podstatné zejména z hlediska zkreslení, vznikajícího následkem nonlinearity feromagnetika. Celá nevhodná jsou po této stránce feritové antény jakéhokoli druhu. Přijatelné jsou speciální nízkofrekvenční ferity, z nichž se v zahraničí vyrábějí jádra tvarovaná přímo jako celé cívkové kostry. Je také možné použít sloupkové jádro složené z částí I jádra EI.

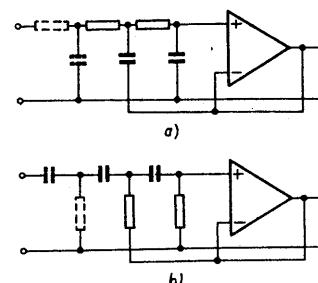
natejná s hmotností reproduktoru nebo i větší. Pak se z ekonomických důvodů používají tlumivky s feromagnetickým jádrem. Pro jejich návrh už žádné obecné vzorce neexistují, řešení se většinou hledá metodou zkoušky a omylu. Výsledná kvalita závisí na kvalitě použitého jádra, což je podstatné zejména z hlediska zkreslení, vznikajícího následkem nonlinearity feromagnetika. Celá nevhodná jsou po této stránce feritové antény jakéhokoli druhu. Přijatelné jsou speciální nízkofrekvenční ferity, z nichž se v zahraničí vyrábějí jádra tvarovaná přímo jako celé cívkové kostry. Je také možné použít sloupkové jádro složené z částí I jádra EI.

## 15. Aktivní výhybky

Pro rozdělování signálu do pásem na nevýkonné úrovni se také využívají aktivní filtry  $RC$ . Obvodová technika zaměřená na jejich realizaci je velmi široce a hluboce (možná i bystrozrací) propracována, „filosofie“ návrhu aktivních filtrů  $RC$  je však zpravidla orientována na velmi selektivní filtry. Pro elektronické výhybky není velká selektivita nutná, podstatnější roli hrájí spíše některé specifické požadavky vyplývající z podmínek uvedených v kapitole 13. Vypracovanou metodiku řešení můžeme ovšem použít bez omezení.

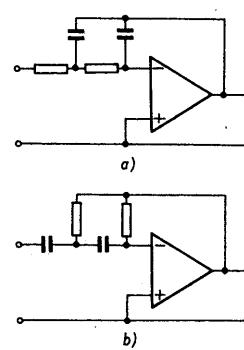
Z mnoha možných uspořádání aktivních filtrů se při konstrukci výhybek používají především tato zapojení:

- a) Filtry se zesilovačem s kladným konečným zesílením, tzv. Sallen – Keyovo zapojení (obr. 37a, b).

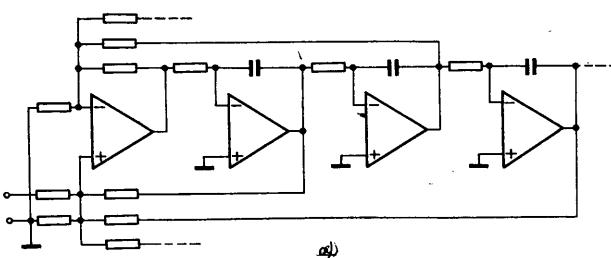


Obr. 37a, b. Dolní a horní propust typu Sallen – Key

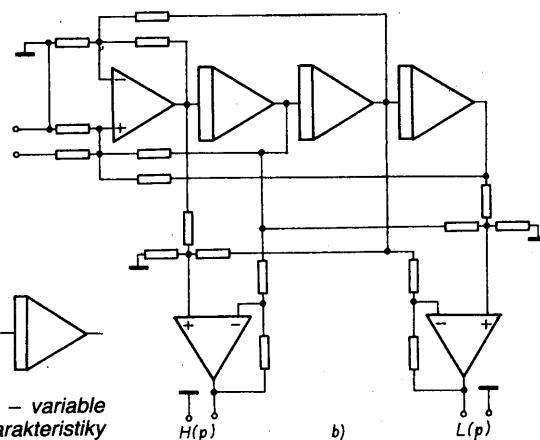
- b) Filtry s operačními zesilovači a vícenásobnou smyčkou záporné vazby (obr. 38a, b).



Obr. 38a, b. Dolní a horní propust s operačním zesilovačem



Obr. 39a. Obvod typu state – variable ▲



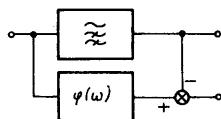
Obr. 39b. Dělící filtr typu state – variable s obvody pro kompenzaci charakteristiky reproduktoru ►

c) Filtry typu state – variable (obr. 39a, b).

Na obrázcích jsou ukázány obvody realizující přenosové funkce druhého a třetího stupně.

Teoreticky je možné realizovat funkci libovolného stupně s jediným aktivním prvkem. Tako realizované filtry jsou však velmi citlivé na tolerance obvodových veličin. Proto se přenosové funkce vyšších stupňů vytvářejí kaskádním řazením obvodů prvního a druhého stupně. Výjimku tvoří jednak filtry podle a) třetího stupně, které se dají realizovat celkem bez obtíží s jedním zesilovačem o jednotkovém zesílení, a dále pak filtry podle c), u nichž je počet aktivních prvků z principu minimálně o jedničku větší než stupeň přenosové funkce.

Realizace výhybky filtry podle a) předpokládá použití poměrně velký počet kondenzátorů, které určují průběh výsledné charakteristiky jak pokud jde o dělící kmitočet, tak pokud jde o charakter průběhu. Proto se někdy používá řešení s obvodem vektorového rozdílu podle obr. 40. Toto řešení je výhodné především tehdy, když se jedná



Obr. 40. Dělící filtr s obvodem vektorového rozdílu

o výhybku typu all-pass. Pak totiž má součtový přenos výhybky charakter přenosu fázovacího obvodu. Jestliže fázovací obvod na obr. 40 má přenos totožný se součtovým přenosem realizované výhybky, pak přenos rozdílové větve odpovídá přesně přenosu větve doplňkové k té, která je použita pro vytvoření rozdílu. To znamená, že pokud vytváříme rozdíl výstupního napětí dolní propusti a fázovacího obvodu, bude na výstupu rozdílového obvodu signál horní propusti (a naopak). Pokud nepoužijeme fázovací články, dostaneme dvojici přenosových funkcí výhybky s konstantním napětím (vztah (71)).

Výhodou tohoto řešení je nejen menší počet kondenzátorů, ale také to, že výsledná součtová přenosová funkce je totožná s přenosovou funkcí fázovacího obvodu (případně jednotková) nezávisle na přenosu použité dolní nebo horní propusti. Nevýhodou je, že, při „rozladění“ je přenosová charakteristika

doplňkové větve, vytvořená vektorovým rozdílem, značně odlišná od požadovaného průběhu.

Realizace výhybky s obvody podle b) má obdobné výhody a nevýhody jako realizace podle a). Rozdíl je pouze v tom, že u obvodu podle a) je důležité dodržet jednotkové zesílení (resp. přesné hodnoty konečného kladného zesílení), zatímco u obvodu podle b) je nutné, aby zesílení operačního zesilovače bylo co největší (blízké nekonečnu). Odchyly jsou dosti kritické a je nutné, aby mezní kmitočet  $f_T$  použitého zesilovače byl alespoň dvacetinásobkem součinu dělící frekvence a činitele jakosti cílové přenosové funkce. I zde je samozřejmě možné použít techniky vektorového rozdílu.

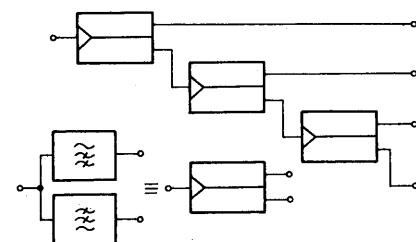
Obvody podle c) se rozšířily poté, co ceny operačních zesilovačů klesly pod úroveň cen kvalitních kondenzátorů. Pak se totiž stalo rentabilním použití obvodu s větším počtem aktivních prvků a menším počtem kondenzátorů. Významnou výhodou těchto obvodů je možnost doplnění o obvody alespoň do jisté míry korigující přirozenou kmitočtovou závislost citlivosti reproduktoru, jak je naznačeno na obr. 39b. Podrobněji je to analyzováno v lit. [4].

Výpočet hodnot součástek v aktivní výhybce je poněkud náročnější záležitostí než výpočet pasivní výhybky. Tomuto problému bude věnována samostatná práce.

## 16. Vícecestné výhybky

Zatím jsme se zabývali dvoucestnými výhybkami. S dvěma pásmi však běžně nevystačíme, proto je zapotřebí vypracovat teoretický aparát pro konstrukci výhybek vícecestných. Ke konstrukci vícecestné výhybky je možné přistupovat dvěma způsoby. Ty jsou znázorněny blokovými schématy na obr. 41a, b. V prvním případě je výhybka tvořena dolní propustí, soustavou pásmových propustí a horní propustí. Všechny tyto

filtery mají společný vstup a na jejich výstupech jsou signály příslušných pásem. Toto uspořádání můžeme označit jako hvězdicové. V druhém případě je výhybka vytvořena kaskádním zapojením dolních a horních propustí, které je možné interpretovat také jako soustavu tzv. binárních dělících filtrů (obr. 42). Uspořádání aktivního filtru state-variab-



Obr. 42. Vícecestná výhybka s binárními dělícími filtry

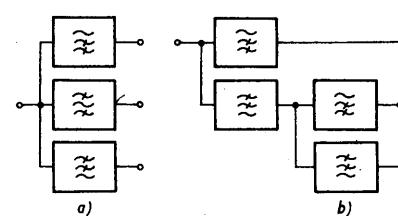
le podle obr. 39a přímo vytváří takovýto binární dělící filtr, proto jsou obvody state-variable ve vícecestných výhybkách používány právě v kaskádném uspořádání podle obr. 41b.

Výhybky s hvězdicovým uspořádáním se – zejména pokud jde o pasivní konstrukce – vyskytují v praxi poněkud častěji než výhybky kaskádní. To je dosti zajímavé, poněvadž výhybky kaskádní jsou po všech stránkách výhodnější. Tento fakt nesvědčí příliš ve prospěch kvalifikovanosti konstruktérů, což autora příliš nepřekvapuje (viz kapitola 1). Zde se budeme zabývat pouze kaskádními výhybkami. Uvedeme dvě jejich podstatné výhody:

a) Při splnění podmínky konstantního příkonu (konstantní impedance) pro jednotlivé binární filtry je tato podmínka splněna i pro celou výhybku.

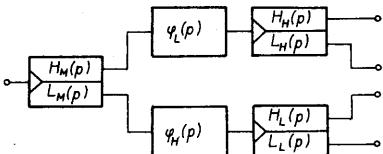
b) Při vhodném uspořádání je možné dosáhnout v některých větvích větší limitní strmosti než mají jednotlivé filtry, což je výhodné např. z hlediska ochrany vysokotonového reproduktoru proti přetížení signály s nízkými kmitočty.

Pokud je kaskádní výhybka sestavena z binárních filtrů splňujících podmínu konstantní amplitudy (all-pass), je možné modifikovat uspořádání vícecestné výhybky tak, aby tuto podmínu splňovala také. Taková modifikace je naznačena na obr. 43 pro čtyřcestnou výhybku. Do výstupu prvního



Obr. 41a. Vícecestná výhybka v hvězdicovém uspořádání

Obr. 41b. Vícecestná výhybka v kaskádném uspořádání



Obr. 43. Čtyřcestná výhybka s binárními dělicími filtry a přídavnými fázovacími obvodami

dělicího filtru jsou zařazeny fázovací články, jejichž přenosy jsou shodné se součtovými přenosy následných „protilehlých“ dělicích filtrů. V jazyce přenosových funkcí je to možné popsat velmi jednoduše.

Označme přenosové funkce vstupního dělicího filtru  $L_M(p)$ ,  $H_M(p)$ , funkce následného filtru zařazeného do hornopropustné větve vstupního filtru (větve H) budou  $L_H(p)$ ,  $H_H(p)$  a funkce následného filtru v dolnopropustné větvi (větvi L) vstupního filtru pak  $L_L(p)$ ,  $H_L(p)$ . Součtové přenosy následných filtrů budou dány jako

$$\begin{aligned}\varphi_H(p) &= L_H(p) + H_H(p) \\ \varphi_L(p) &= L_L(p) + H_L(p)\end{aligned}\quad (90a, b).$$

Do větve L zařadíme fázovací obvod s přenosem  $\varphi_H(p)$ , do větve H pak podobný obvod s přenosem  $\varphi_L(p)$ . Celkový součtový přenos  $\Sigma(p)$  pak bude dán vztahem

$$\Sigma(p) = L_M(p) \cdot \varphi_L(p) \cdot \varphi_H(p) + H_M(p). \quad (91).$$

Součtový přenos vstupního filtru má ovšem charakter přenosu fázovacího článku:  $L_M(p) + H_M(p) = \varphi_M(p)$

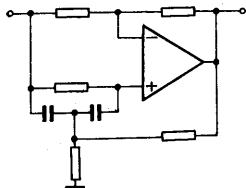
Výsledný součtový přenos je pak přenosem tří za sebou zařazených fázovacích článků:

$$\Sigma(p) = \varphi_M(p) \cdot \varphi_L(p) \cdot \varphi_H(p) \quad (93).$$

Fázovací články se dají celkem snadno realizovat aktinálními obvody, jejich návrh však předpokládá dosti náročný výpočet. Příklad obvodu, realizujícího fázovací článek vhodný pro použití ve výhybce s přenosovými funkcemi podle (77a, b), je na obr. 44. Pasivními obvody je rovněž možné reali-

rovat fázovací článek, běžné pasivní výhybky však této možnosti nevyužívají. Přezměrů je konečná vzdálenost. Představime-li si je jako body, pak vzdálenost od dvou reproduktorů k referenčnímu bodu bude shodná pouze tehdy, když referenční bod bude ležet v rovině kolmě ke spojnici reproduktorů a procházejíci středem této spojnice. Pro trojici reproduktorů by tato podmínka musela být splněna současně pro všechny tři kombinace dvou reproduktorů z trojice. To může být splněno v případě, že referenční bod leží na přímce, která je kolmá k rovině proložené reproduktory a prochází středem kružnice opsané trojúhelníku, tvořenému reproduktory. Nebudou-li tyto požadavky splněny, bude splnění podmínek z kapitoly 13 narušeno. Ale jak posoudit, zdali splněny jsou, když reproduktory **nejsou body**? A to je ta druhá podstatná skutečnost, kterou můžeme vyjádřit otázkou – odkud vlastně reproduktor vyzařuje? Hovoří se obvykle o tzv. akustickém středu reproduktoru, který se klade „někam doprostřed“ kmitací cívky. Reproduktory mají ovšem různě hluboký kužel membrány (případně nemají vůbec žádný). Je tedy jasné, že při běžné konstrukci reproduktoričkové soustavy nebude rovina procházející akustickým středem reproduktoru rovnoběžná (natož pak totožná) s přední stěnou ozvučnice a referenční bod bude ležet kvůli tomu, že je na kolmici k přední stěně reproduktoričkové soustavy.

Snaha tento problém vyřešit vedla k vzniku konstrukcí reproduktoričkových soustav s „odstupňovanou“ nebo šikmou přední stěnou. Bohužel „schody“ či jiné nepravidelnosti vedou k vzniku odrazů a difrakcí, které výslednou přenosovou charakteristiku degradují víc než nedodržení fázového souběhu. Kromě toho se uplatňují livity vlastního fázového zkreslení reproduktoru, které u běžných konstrukcí výhybek nebývá kompenzováno. Konstrukce ozvučnice s „odstupňovanou“ přední stěnou je navíc realizačně dosti náročná. Proto se nejčastěji problém obchází tím, že fázový nesouběh větví se respektuje vhodnou volbou polarity měničů. Reproduktory se pólují tak, aby výsledná přenosová charakteristika byla přijatelná v rozumně situovaném referenčním bodě (zpravidla na ose vysokotónového reproduktoru). To je jednou z příčin, proč polarita měničů v konkrétních konstrukcích se může lišit od teoretičky správné. Tzv. položení reproduktoru pomocí různých „zkušenek fáze“ nemusí dát nejlepší výsledek.



Obr. 44. Fázovací článek druhého druhu

zovat fázovací článek, běžné pasivní výhybky však této možnosti nevyužívají.

Fázovací články ve vícecestné výhybce slouží k tomu, aby se přenosy jednotlivých větví na dělicích frekvencích „sešly“ ve správné fázi a výsledná součtová přenosová funkce splňovala patřičné podmínky. Při nesplnění fázového souběhu bude například zvlněna výsledná amplitudová charakteristika. Na fázový souběh mají ale významný vliv také vlastnosti samotných reproduktorů. Přenosové funkce reproduktoru by měly být zahrnuty do návrhu výhybky. Ale i pokud by tomu tak bylo (jako že tomu tak běžně nebyvá), byly by veškeré podmínky, které jsme uvedli v kapitole 13, splněny pouze tehdy, kdyby časové zpoždění na dráze reproduktoru – referenční bod bylo ve všech větvích stejné.

Tomu však brání dvě podstatné skutečnosti. Za prvé, mezi reproduktory konečných

měření přenosové charakteristiky běžným způsobem. Je to vlastně maximální zdálivý příkon harmonického signálu, který se smí přivést na reproduktor, aniž by se změnil jeho vlastnosti. Další veličinou je **RMS program**. Tato hodnota udává maximální zdálivý příkon při buzení reproduktoru širokopásmovým signálem simulujícím přirozený signál (např. podle doporučení IEC 268-5). Pokud je reproduktor určen jen pro omezené pásmo, vztahuje se tento údaj k napětí signálu přivedeného na **vstup** filtru, vymezujícího příslušné pásmo. V tom je samozřejmě „zrada“, poněvadž například z napětí o efektivní hodnotě dvacet voltů, které by na jmenovité impedanci čtyři ohmy známenalo zdálivý výkon sto wattů, zbudou za výhybkou pro vysokotónový reproduktor třeba jen dva volty, které znamenají pouhý jeden watt. Navíc testovací signál IEC obsahuje menší podíl vysokých kmitočtů, než – alespoň podle měření – skutečně obsahují soudobé nahrávky. Což ovšem nebrání výrobci reproduktoru v tom, aby pro vysokotónový reproduktor s touto výhybkou udával zatížitelnost 100 W / RMS program.

Jetěž zrádnější je údaj **peak power**. Ten udává maximální zdálivý příkon, který je možné na reproduktor přivést po jistou krátkou dobu, např. 10 ms. Tento údaj vlastně informuje o mechanické odolnosti reproduktoru. Nebyvá přitom vždy jasné, zdali jde o hodnotu, ježíž překročení vede k okamžité destrukci, či o hodnotu, k níž se smíre opakovaté přibližovat (jak často? jak dlouho?), aniž bychom nevratně ovlivnili parametry reproduktoru.

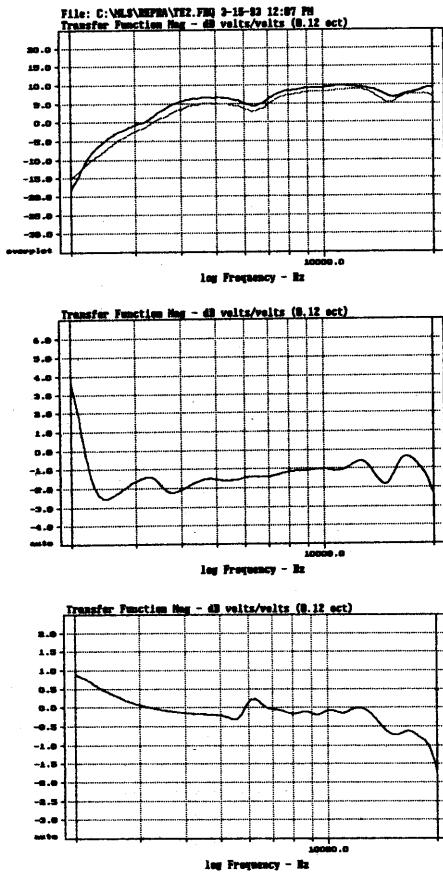
Všechny údaje výkonové zatížitelnosti vyházejí ze zatěžovacích zkoušek o jisté době trvání, která např. u reproduktoru vyrobených v USA činí osm hodin, zatímco u reproduktoru TESLA se dříve prováděla zkouška po dobu sto hodin. Proto také reproduktory TESLA „vydržely“ v běžných provozních podmínkách dosti značné přetížení oproti jmenovité zatížitelnosti.

Skutečně spolehlivo informaci o tom, jaký výkon je v reproduktoru rozptylován, poskytuje pouze veličina definovaná s využitím výkonové spektrální hustoty podle vztahu (53). Celkový výkon v daném pásmu je dán jako integrál výkonové hustoty přes toto pásmo. Musíme mít ovšem definován vhodný širokopásmový měřicí signál, pokud mají být hodnoty pro různé měniče srovnatelné. Pro stanovení maximální zatížitelnosti pak můžeme vyjít z maximálního přípustného poklesu citlivosti (např. v důsledku ohrevu). Bohužel tímto způsobem žádný výrobce parametry reproduktoru neudává, poněvadž takto definované hodnoty maximálního příkonu by byly neromanticky nízké. Pro konkrétnější představu může posloužit obr. 45a, kde jsou uvedeny charakteristiky vysokotónového reproduktoru (vývojový vzorek TESLA) buzeného bílým šumem v pásmu 4 až 20 kHz pro zdálivý příkon 50 mW a 5 W. Na obr. 45b je průběh rozdílu mezi charakteristikami z obr. 45a. Na obr. 45c je obdobný rozdílový průběh pro reproduktor s magnetickou kapalinou v mezeře magnetického obvodu (výrobek firmy Vifa). Je patrné, že

## 17. Zatížení reproduktoru

Otázku výkonové zatížitelnosti a výkonu jsme se již zabývali v kapitole 7. Připomeňme si, že skutečný výkon přivedený do reproduktoru se téměř všechnen (typicky 95 až 99,5 %) mění v teplo, že zatížitelnost je limitována tepelnou a mechanickou odolností a maximální výchylkou, a že pro udávání zatížitelnosti se nevychází ze skutečného výkonu, nýbrž z výkonu zdálivého, definovaného vztahem (48c). V technických údajích reproduktoru se pod názvem výkon (power) setkáváme s mnoha veličinami.

Nejblíže skutečné zatížitelnosti je to, co se označuje jako **RMS sinus**. To by měl být maximální zdálivý příkon pro harmonický signál v pracovním pásmu. Udává se spíše výjimečně a tento údaj slouží pro potřeby



Obr. 45a, b, c. Vliv termické komprese na citlivost reproduktoru

u systému s magnetickou kapalinou je vliv příkonu na citlivost značně potlačen. Zmínkou o magnetické kapaline se vlastně dostáváme k otázce, jaká je souvislost mezi konstrukčním řešením reproduktoru a jeho zatižitelnosti. Narazili jsme na ni již v kapitole 7, kde jsme si poprvé řekli, že zatižitelnost je limitována mechanickou pevností a trvanlivostí kmitacího systému, množstvím tepla, které se dá bez poškození vytvořit v kmitací cívce (a z ní odvést do okolí) a maximální výchylkou membrány. Poslední omezení výnecháme, neboť souvisí s konstrukcí ozvučnice, kterou se budeme zabývat později. Z hlediska pevnosti jde především o pevnost kmitací cívky samotné, pevnost jejího spoje s membránou, odolnost materiálu membrány a závesu proti únavě a trvanlivost vývodů kmitací cívky. Z hlediska tepelné odolnosti jde především o odolnost kmitací cívky.

Odolnost kmitací cívky je daná hlavně kvalitou izolace vodiče a lepidla, které vinutí drží pohromadě. Maximální provozní teplotu kmitací cívky lze omezit zlepšením odvodu tepla. K tomu slouží právě magnetická kapalina v mezeře magnetického obvodu. Její magnetické vlastnosti nemají prakticky žádný vliv na funkci magnetického obvodu, slouží pouze k jejímu udržení v mezeře. Zlepšení odvodu tepla oproti jinak běžnému odvodu vzduchem je však velmi významné. Vedlejší efektem je zlepšené tlumení reproduktoru a – bohužel – nevelká ztráta citlivosti. Magnetická kapalina se používá téměř výlučně u vysokotonových reproduktorů. Odvod tepla se zlepší také tím, že kmitací cívka

se vine na kostru z kovové fólie (hliníková slitina). To má ale jednu nevýhodu. Teplota se pak snadno přenese i do oblasti spoje kmitací cívky s membránou. Jelikož používaná lepidla jsou zpravidla termoplastická, dochází k změknutí spoje, což vede jednak k zvýšení rizika porušení spoje, jednak k ztrátě citlivosti na nejvyšších kmitočtech, jak je patrné z obr. 45c. Použití vysoko tepelně odolných materiálů na kostru kmitací cívky (tzv. former) sice zvětšuje zatižitelnost, neřeší však ztrátu citlivosti způsobenou zvětšením odporu kmitací cívky následkem ohřevu (tzv. termická komprese). Proto je vhodné především pro reproduktory určené k ozvučování s velkým příkonem, u nichž odolnost má přednost před kvalitou („věrností“) produkce.

Reálnou tepelnou i mechanickou zatižitelnost reproduktoru pro buzení trvalým signálem můžeme odhadnout podle průměru kmitací cívky. Přibližně platí, že zatižitelnost hlubokotonového reproduktoru ve voltampérech (zdánlivý výkon) je rovna jedno- až dvojnásobku průměru v milimetrech. U středotonových typů leží zatižitelnost mezi polovinou průměru a průměrem a u vysokotonových reproduktorů je to jedna pětina až jedna polovina. Pro reproduktory standardní a hi-fi platí spíše dolní hodnoty, horní hranice se týká reproduktorů pro velké výkony. Hodnoty udávané výrobcem jsou zpravidla podstatně větší. Pokud jde o vysokotonové reproduktory, jde obvykle o „čarování“ s omezením pásma (viz výše). Všeobecně výrobci prostě neberou v úvahu pokles citlivosti při větším zatižení, ať již je způsoben termickou kompresí nebo něčím jiným (např. omezením výchylky, nesoucím s sebou nárůst zkreslení). Většina údajů „výkonu“ vychází z hodnot podle zkoušky životnosti (v lepším případě) a nebo podle zamýšlené ceny reproduktoru (v horším případě – co watt, to dolar).

## 18. Zkreslení

O zkreslení reproduktorů se zpravidla hovoří v souvislosti s nelineárním zkreslením, případně nelineárním přenosu. S témito pojmy jsme se setkali již v kapitole 3. Lineární přenos harmonického signálu je popsán vztahy (7) a (8e) za předpokladu, že složky přenosové funkce nezávisí na okamžité hodnotě ani na amplitudě signálu. Představme si však systém, jehož výstupní napětí je úměrné druhé mocnině napětí vstupního (tzv. kvadratický detektor). Pro přenos harmonického signálu bude platit

$$U_{VST}(t) = U \sin(\omega t) \quad (94a)$$

$$U_{VYST}(t) = K \cdot U^2 \sin^2(\omega t) \quad (94b)$$

Poněvadž ale platí, že  
 $\sin^2(x) = (1 - \cos(2x))/2$

(95),

můžeme vztah (94b) přepsat ve tvaru

$$U_{VYST}(t) = K \cdot U^2 \cdot (1 - \cos(2\omega t))/2 \quad (96)$$

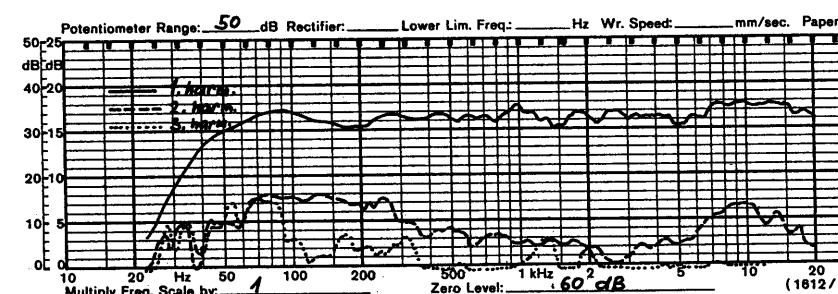
Výraz (96) nám říká, že ve výstupním signálu se objevily dvě složky, které ve vstupním signálu nebyly, a to jednak stejnosměrná složka  $K \cdot U^2/2$ , jednak složka o kmitočtu, rovném dvojnásobku kmitočtu vstupního signálu – tzv. druhá harmonická. Obdobný rozbor bychom s použitím poněkud náročnějšího matematického aparátu mohli provést pro libovolný charakter nelineární závislosti výstupního signálu na vstupním. Ve výstupním signálu se pak objevují složky s vyššími násobky kmitočtu vstupního signálu, souhrnně nazývané chybový signál nebo prostě zkreslení.

Zkreslení harmonického signálu (též harmonické zkreslení) se kvantitativně popisuje činitelem harmonického zkreslení, který je dán jako poměr efektivní hodnoty chybového signálu k efektivní hodnotě celkového signálu. Tento činitel závisí na kmitočtu vstupního signálu (stejně jako výstupního, neboť periodicitu zůstává zachována) a jeho amplitudě. Zkreslení reproduktorů obecně s amplitudou signálu roste. U reproduktorů jsou hlavními složkami chybového signálu druhá a třetí harmonická. Proto se zkreslení reproduktorů popisuje většinou pomocí křivek, které udávají kmitočtovou závislost efektivní hodnoty akustického tlaku těchto složek při daném napětí na reproduktoru (nebo daném zdánlivém příkonu). Spolu s nimi se obvykle uvádí kmitočtová závislost efektivní hodnoty první harmonické, což je vlastně běžná amplitudová charakteristika reproduktoru. Příklad takové soustavy charakteristik je na obr. 46.

Mechanismus vzniku zkreslení v reproduktorech je záležitost dosti složitá. Uplatňují se především tyto vlivy:

a) mechanické omezení výchylky; závěs kmitacího systému, složený ze středící membrány a okrajové vlnky, který popisuje poddajnost, se chová nelineárně a jeho poddajnost se s rostoucí výchylkou zmenšuje, takže – jak již bylo naznačeno – existuje jistá maximální výchylka, již nelze bez poškození měniče překročit.

b) „Magnetické omezení“ výchylky; při nadměrném vychýlení z rovnovážné polohy se kmitací cívka dostává mimo magnetické pole v mezeře magnetického obvodu, takže se zmenšuje činitel  $B/I$ . Zmenšení je navíc závislé na tom, kterým směrem se kmitací cívka vychyluje (nesymetrie).



Obr. 46. Kmitočtová závislost druhé a třetí harmonické (jsou zaznamenány s úrovní o 20 dB zvýšenou)

c) Modulace magnetického toku; magnetické pole vytvářené kmitací cívkou se superponuje na magnetické pole permanentního (trvalého) magnetu, takže činitel  $B/I$  závisí i na proudu protékajícím kmitací cívkou.

d) Vířivé proudy; časově proměnný proud v kmitací cívce indukuje v půlových nástavcích magnetického obvodu vířivé proudy, které vytvářejí své vlastní magnetické pole, a to se opět superponuje na pole permanentního magnetu.

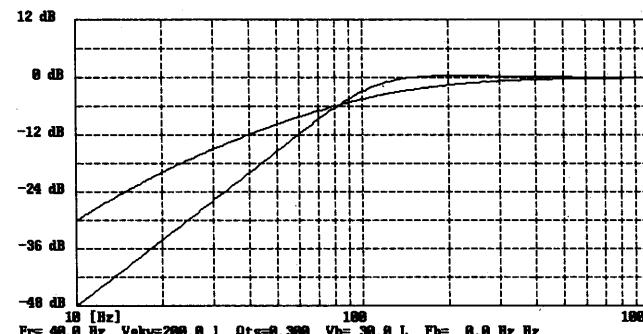
Jevy a) a b) mají za následek vznik hlavně lichých harmonických. Dlužno přitom podotknout, že nad rezonančním kmitočtem se jejich vlivy na zkreslení do jisté míry navzájem kompenzují. Jevy c) a d) (do jisté míry i b) produkují především sudé harmonické. I zde se uplatňuje jistá vzájemná kmitočtové závislá kompenzace. Při konstrukci reproduktoru jde tedy především o omezení nelinearit a optimální využití možností jejich kompenzace. Hlavním prostředkem potlačení nelinearit podle a) je vhodná konstrukce závěsu. Zkreslení podle bodu b) se omezuje přesahem kmitací cívky přes půlové nástavce. Jestliže délka vinutí kmitací cívky je větší než výška půlového nástavce, pak část vinutí přesahuje vně mezery, v níž je lokalizována největší část magnetického toku. Délka této přesahující části je v podstatě rovná maximální výchylce, při níž je chování reproduktoru ještě lineární. U zkreslení podle c) se používá tzv. zkratovací prstenec na středním trnu magnetického obvodu a proti d) se u standardně řešených reproduktorů v podstatě nedá dělat nic. Dostí účinného potlačení sudých harmonických se dá dosáhnout u symetrické tandemové dvojice reproduktorů a obdobných uspořádání (viz lit. [6]).

Významnou měrou se zmenší zkreslení podle bodu a) a b) u nízkých kmitočtů použitím ozvučnice rezonančního typu (viz následující kapitola). Výchylka membrány reproduktoru je u této ozvučnice v blízkosti rezonančního kmitočtu ozvučnice výrazně menší než u ozvučnice uzavřené.

Speciálním případem zkreslení, charakteristickým právě pro reproduktory, je zkreslení Dopplerovské. Jeho vznik lze ujasnit na modelovém případě, kdy reproduktor vyzařuje dva harmonické signály o značně odlišných kmitočtech. Signálu s nízkým kmitočtem odpovídá velká výchylka a rychlosť. Z hlediska vyzařování signálu s vysokým kmitočtem se membrána chová jako pohybivý zářič s časově proměnnou rychlosťí odpovídající signálu s nízkým kmitočtem. Následkem Dopplerova efektu pak dochází k modulaci kmitočtu vysokofrekvenčního signálu signálem nízkofrekvenčním. Vzniká celé široké spektrum složek, jejichž kmitočty jsou dány jako součty a rozdíly celistvých násobků kmitočtů výchozích signálů. Zajímavé je, že takto vzniklý chybový signál je subjektivně málo významný, jinak řečeno, Dopplerovské zkreslení je sluchem tolerováno lépe než jiné typy zkreslení.

## 19. Něco víc o ozvučnicích

V předchozím textu jsme několikrát naznačili, že při reprodukci signálů s nízkými kmitočty je akustický výkon omezen maximální výchylkou membrány a nepřímo také poklesem citlivosti pod rezonančním kmitočtem. Nad tímto kmitočtem je pohyb mem-

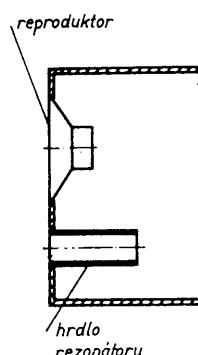


Obr. 47. Vliv uzavřené ozvučnice a chování reproduktoru

brány určován převážně rovnováhou mezi ponderomotorickou silou působící na kmitací cívku a setrvačnou reakcí kmitacího systému. Prakticky to znamená, že zrychlení membrány je přímo úměrné proudu kmitací cívky, přičemž konstanta úměrnosti jen málo závisí na kmitočtu. Jelikož akustický tlak je úměrný zrychlení, je úměrný i proudu (popř. napětí) obdobně jako zrychlení. Pod rezonančním kmitočtem je pohyb membrány určen rovnováhou mezi silou a poddajnosti závěsu. Proudu resp. napětí je pak úměrná výchylka membrány, která pod rezonancí zůstává při konstantním proudu rovněž konstantní, nezávislá na kmitočtu. Akustický tlak je zde úměrný druhé mocnině kmitočtu.

Ozvučnice, do které se reproduktor umísťuje, slouží v první řadě k oddělení zvukových vln, vyzařovaných přední a zadní stranou membrány. Při čtení akustické tuhosti ozvučnice k tuhosti reproduktoru se zvyšuje rezonanční kmitočet a činitel jakosti reproduktoru. Následkem toho se nad jistým kmitočtem citlivost reproduktoru zvětší a pod ním zmenší, jak je patrné z obr. 47. Pod tímto kmitočtem se také zmenší maximální výchylka při daném budícím proudu nebo napětí, která je největší pro ozvučnici s nekonečným objemem (free air). Pokud je činitel jakosti reproduktoru bez ozvučnice menší než  $1/\sqrt{2}$ , existuje jistý optimální objem ozvučnice, v němž reproduktor vykazuje nejvyrovnanější průběh citlivosti. Může se však stát, že dolní mezní kmitočet je pak příliš vysoký. Proto se používají složitější konstrukce ozvučnic, které tento problém alespoň zčásti řeší.

Nejběžnější ozvučnici vedle uzavřené konstrukce je tzv. bassreflex. Objem, v němž je reproduktor vestavěn, je otevřen do vnějšího prostoru otvorem, který bývá opatřen nátrubkem (obr. 48a). Otvor se chová jako hmotnost, objem jako poddajnost, celá ozvučnice pak jako rezonátor, nastavený na kmitočet



Obr. 48. Konstrukce bassreflexové ozvučnice

$$f_b = (c_0/2\pi) \cdot \sqrt{(S/V/I)} \quad (97)$$

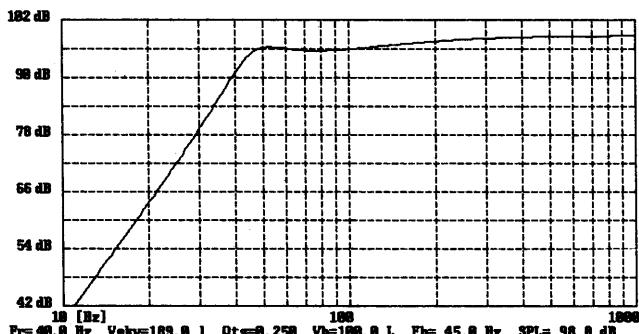
kde  $S$  je průřez otvoru,  $V$  je objem ozvučnice a  $I$  je délka nátrubku, zvětšená o délku sloupce spolu kmitajícího vzduchu. Tato délka se pro kruhový otvor bez nátrubku může odvodit podle vzorce (29) a následného textu. Dostáváme vzorec

$$I = 1 + 0,96\sqrt{S} \quad (98)$$

V případě, že otvor má nátrubek, jehož délka je srovnatelná s jeho poloměrem nebo větší, je velikost konstanty ve vzorce (98) poněkud odchylná; blíže pravdě bude, když hodnotu 0,96 nahradíme hodnotou 0,91. Pokud má otvor (nátrubek) průřez čtvercový anebo obdélníkový s poměrem stran nejvýše 1:4, můžeme použít rovněž vzorec (98) (eventuálně s upravenou hodnotou konstanty jako u kruhového otvoru – je-li délka nátrubku větší než polovina úhlopříčky).

Při optimalizaci řešení ozvučnice se vychází z analogického schématu, u kterého je poddajnost ozvučnice nahrazena analogem rezonančního obvodu. Přitom je nutné vzít v úvahu, že výsledná objemová rychlosť je dána jako součet rychlostí vyzařených membránou a otvorem ozvučnice. Dá se tedy říci, že tato konstrukce částečně využívá také akustický výkon vyzařený zadní stranou membrány. Maximální vyzařený výkon omezený výchylkou může být v oblasti nízkých kmitočtů teoreticky až čtyřnásobkem výkonu dosažitelného s uzavřenou ozvučnicí. Výsledná přenosová charakteristika závisí na parametrech reproduktoru, objemu ozvučnice a kmitočtu, na který je naladěna. Amplitudová charakteristika je dána značně složitým výrazem, který nebudeme uvádět. Při návrhu se zpravidla využívá výpočetní techniky. Příklad charakteristiky bassreflexu v porovnání s charakteristikou pro uzavřenou ozvučnici je na obr. 49. Charakteristiky jsou vypočteny pro reproduktor ARN 8604 v objemu 80 litrů.

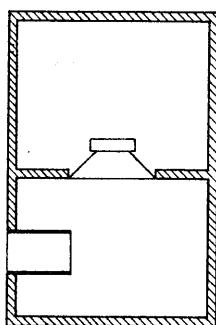
Je patrné, že bassreflexová ozvučnice umožňuje dosáhnout nižší dolní mezní frekvence než ozvučnice uzavřená. Tato výhoda je však vykoupena dvěma nevýhodami. Strmost poklesu citlivosti pod mezní frekvencí je větší (24 dB/oktáva) než u ozvučnice uzavřené (12 dB/oktáva), což nemusí být tak zlé. Horší je, že se pod rezonanční frekvencí ozvučnice prudce zvětšuje výchylka membrány. Výchylka membrány v okolí rezonance ozvučnice je sice velmi malá, poněvadž vyzařování prakticky přebírá otvor. To má velice příznivý vliv na zkreslení. Pod touto



Obr. 49. Typická charakteristika bassreflexu (reproduktor s větší citlivostí)

rezonancí však za určitých okolností může být výchylka membrány dokonce větší než u reproduktoru v nekonečném objemu (bez ozvučnice). Proto se doporučuje, aby při použití bassreflexové ozvučnice pro větší výkony byl reproduktor napájen signálem upraveným filtrem, který potlačí složky s kmitočty pod rezonancí bassreflexu.

Druhým typem ozvučnice je tzv. akustická pásmová propust. Její uspořádání je na obr. 50. Název vychází z toho, že akustický obvod před membránou, který zlepšuje přeno-



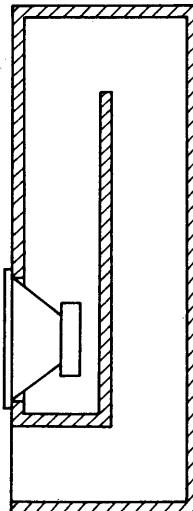
Obr. 50. Konstrukce akustické pásmové propusti

sové vlastnosti na nízkých kmitočtech, současně omezuje přenos kmitočtů vyšších. Příklad výsledné charakteristiky za obdobných podmínek jako u bassreflexu je na obr. 51. Omezení přenosu vyšších kmitočtů je sice nevhodné, nezvětšuje se však výchylka membrány pod rezonancí ozvučnice a také strmost poklesu v této oblasti není větší než u ozvučnice uzavřené. Šířka přenášeného pásma zpravidla není podstatně větší než jedna oktaáva, proto se tato konstrukce používá především u tzv. subwooferů, tedy reproduktorských soustav pro nejnižší kmitočty. Ty se kombinují se soustavami standardní konstrukce, u nichž pak na

reprodukci nízkých kmitočtů nejsou kladený tak vysoké nároky (satelitní soustavy).

Kapitola sama pro sebe jsou reproduktarové soustavy se zvukovodovými nejrůznějším druhem. Nejjednodušším případem je ozvučnice s akustickým vedením (transmission line), kde se podobně jako u bassreflexu využívá akustického signálu vyzářeného zadní stranou membrány. Nezpracovává se však rezonátorem, nýbrž zpožďovacím vedením (potrubím), které pro jistou oblast kmitočtů otáčí fázi signálu tak, že výsledná akustická rychlosť se s rychlosťí vyzářenou přední stranou membrány srovná (obr. 53). Při návrhu se většinou postupuje empiricky, jednoduše vypočítat se dá pouze délka vedení. Ta musí být rovna alespoň čtvrtině vlnové délky na nejnižším přenášeném kmitočtu, což např. pro 40 Hz činí přibližně 2 m. Aby ozvučnice měla rozumné rozměry, je zvukovod („vedení“) všelijak poskládán do objemu skříně, takže realizace bývá dosti náročná.

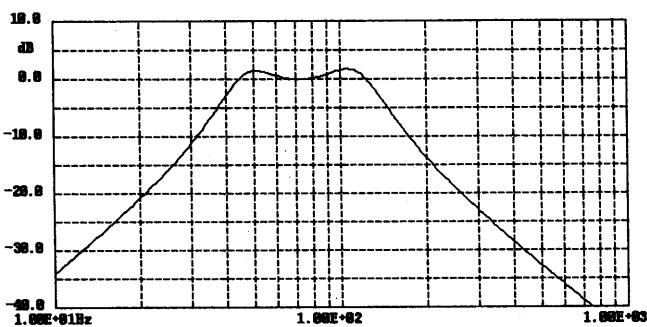
Zejména pro ozvučovací účely se používají nejrůznější rafinované konstrukce „basových zvukovodů“, které jsou vesměs založeny na chybnej aplikaci teorie expandujícího zvukovodu (exponenciálního, hyperbolického apod.). Nebudeme tuto teorii ani z ní vycházející konstrukce rozebírat podrobněji. V podstatě jde o to, že účinnost reproduktoru je na nízkých (a nejen nízkých) kmitočtech limitována především hmotností kmitajícího systému, která v analogickém schématu (obr. 11b,c) přemostuje vyzářovací impedanci v podobě kapacity. Tato kapacita vlastně odvádí většinu působící síly mimo akustické prostředí. Pokud se nějakým způsobem podaří vliv této kapacity potlačit, účinnost se samozřejmě zvětší. A to právě umožňují ony zvukovody různých tvarů a patvarů. Chovají se totiž z hlediska membrány jako kmitočtově zavislá poddajnost nebo hmot-



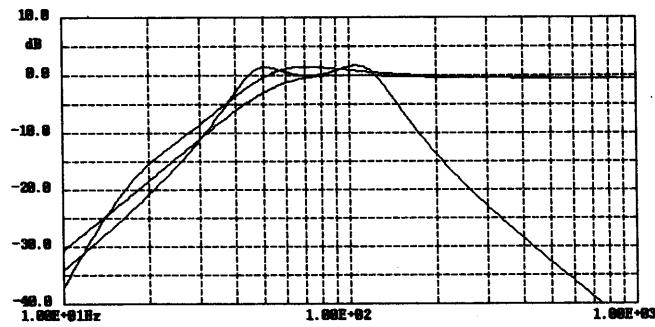
Obr. 53. Ozvučnice typu „transmission line“

nost, která je schopna v určitém kmitočtovém rozmezí hmotnost membrány vyladit do rezonance a tak její vliv omezit. Podrobný výklad by byl velmi složitý. Uvedme jen, že nejlepšího efektu lze dosáhnout se zvukovodem, který má průřez konstantní. Ostatně ozvučnice typu pásmová propust dělá něco podobného. Proto se také v poslední době uplatňuje v ozvučovací technice stále častěji – je totiž konstrukčně nejjednodušší.

Z hlediska stavitele reproduktorských skříní je důležitá otázka, z jakého materiálu má být skříň zhotovena a jak má být uvnitř tlumena. Materiál skříně by měl být co nejtužší. Ideální jsou kamenné desky, jejich zpracování je však dosti technologicky náročné. Obdobně lze použít také beton nebo cihelné zdvořivo z plných cihel. Dobré vlastnosti má dřevotříška. Je však dosti křehká, takže se nehodi na výrobu skříní, které se mají častěji přemisťovat (to platí i o kamenných deskách, i když z trochu jiných důvodů). Pro mobilní soustavy lze doporučit především tvrdou překližku. Nevhodná je laťovka. Touška stěn musí být přiměřená celkovým rozměrům skříně. Minimum je 10 mm, což je přijatelné do objemu 5 l. Do objemu 10 l lze vystačit se stěnami 12 mm, do 40 l i pak až 16 mm. Nad 40 l by měla být touška stěn aspoň 18 mm. Vlastnosti konstrukce lze zlepšit žebrováním. Pokud nejsou stěny do足ečně tuhé, dochází k vzniku nežádoucích kmitů, které „zbarvují“ zvuk jednak svým vlivem na kmitočtovou charakteristiku soustavy, jednak tím, že tyto kmity jsou



Obr. 51. Charakteristika ozvučnice z předchozího obrázku



Obr. 52. Porovnání charakteristik reproduktoru v uzavřené ozvučnici, bassreflexu a pásmové propusti stejných celkových objemů

nelineární a tudíž způsobují přídavné zkreslení, které může být zvláště při větších hlasitostech velmi nepřijemné.

Vnitřní objem skříně musí být tlumen. U klasických konstrukcí s reproduktory s velkým činitelem jakosti šlo především o zmenšení tohoto činitela zavedením ztrát do poddajnosti vnitřního objemu. Dnes usilujeme především o potlačení stojatých vln uvnitř skříně. Pokud je nutné zmenšit činitel jakosti, je nutné vyplnit tlumicím materiélem celý vnitřní objem. Pro potlačení stojatých vln stačí pokrýt stěny vrstvou materiálu tlustou 5 až 10 cm. Nejlepší tlumici vlastnosti mají různé druhy minerálních vláken. Lze použít i vlákna organická (vata, technická stříž), pak ale pozor na moly! Pěnový plast je rovněž často používán, ne každý „molitan“ je však vhodný. Platí, že čím jemnější pory, tím lépe. Tzv. kmitající panely se dnes již nepoužívají. Tlumení zmačkanou fólií je jenom východiskem z nouze. U rezonančních ozvučníků (bassreflex apod.) se musí najít kompromis mezi tlumením stojatých vln a zmenšením jakosti rezonátoru. V každém případě však musí zůstat volné hrdlo rezonátoru i jeho okolí.

## 20. Kabely, svorky, nožičky ...

O problému spojování reproduktorových soustav se zesilovači toho již bylo napsáno poměrně dost. Bohužel, naprostá většina publikací na toto téma je více či méně reklamního charakteru. Příkladem výjimky může být jeden článek v časopise STEREO-PLAY, kde vedle vychvalování nejrůznějších značkových superkabelů jako doušek vody živé problesklo konstatování, že konec konců „skoro“ (ve skutečnosti ovšem zcela) nejlepší vlastnosti má dvojice zkroucených lakovaných měděných drátek. Jen je trochu neohebná a nesmí se na ni šlapat. Jak je to tedy doopravdy?

Základní chybou všech rádoby odborných úvah na téma kabelů je nesprávné aplikování jinak platných fyzikálních zákonitostí. Uvedeme některé příklady:

**1. Kabel je přenosové vedení, po němž se signál šíří konečnou rychlostí (nejvyšše rychlosť světla ve vakuu), která obecně závisí na kmitočtu. Proto složky o různých kmitočtech překonávají vzdálenost mezi začátkem a koncem kabelu za různě dlouhou dobu, čímž vzniká zkreslení, ztráta rozlišení a podobně ošklivé věci.**

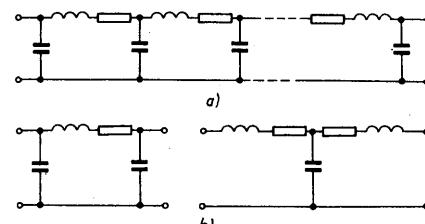
**Komentář:** Při obvykle v úvahu přicházející délce kabelu řadu desítek metrů je maximální doba zpoždění řádu desítek nanosekund, a to i při uvázení faktoru zkrácení, tedy vlastně zmenšení fázové rychlosti šíření signálu oproti rychlosti světla ve vakuu. Případná chyba přenosu, vzniklá rozdílností této rychlosti pro různé kmitočty, nemůže tedy přesahnuti největší celkové zpoždění, ony desítky nanosekund. Tomu odpovídá fázová chyba přenosu nejvyšše řádu desetin stupně na nejvyšších akustických kmitočtech. Jelikož v této oblasti již sluchový systém fázovou informaci nevyhodnocuje (ani na nižších kmitočtech jeho rozlišovací schopnost není lepší než řádu jednotek stupňů), je tvrzení o vlivu konečné rychlosti šíření signálu na subjektivní kvalitu reprodukce přinejmenším velmi sporné.

**2. Chemické nečistoty v mědi, soustředěné na hranicích krystalů, způsobují svým polovodivým charakterem nelineární zkreslení. Proto mají slyšitelně lepší vlastnosti kabely z čisté bezkyslíkaté mědi s krystaly mimořádně velkých rozměrů (LCC-OFC).**

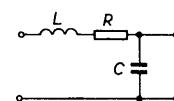
**Komentář:** Měřitelný rozdíl mezi specifikou vodivosti běžné elektrovodné mědi a tzv. bezkyslíkaté mědi nepřesahuje jedno procento. Ani velmi důkladně provedenými experimenty se u běžných kovových vodičů nepodařilo zjistit odchyly od Ohmova zákona (tedy případně zdroje nelinearity). Ale pozor! Pokud ve spojení mezi reproduktorem a zesilovačem je nějaký „slabý článek“, např. pojistka nebo mechanický kontakt, může při větším zatížení hrát roli změna jeho odporu následkem zahřátí. Při nízkých kmitočtech může teplota a tudíž i odpor do jisté míry sledovat okamžitou absolutní hodnotu proudu a tak může vzniknout zkreslení. Velmi zrádné jsou z tohoto hlediska zejména oblíbené pérové „rychlokontakty“, používané hlavně na komerčních zařízeních nižší kategorie. Přechodový odpor mechanických kontaktů může činit až desetiny ohmů, závisí na stavu povrchu, charakteru použitého vodiče apod., je dosti nestabilní a při korozi (sirný, oxidy) může být navíc skutečně nelineární.

Způsob propojení zesilovače a reproduktoru v soustavě nicméně na kvalitu reprodukce vliv skutečně má, i když tento vliv má poněkud jiné příčiny, než se obvykle tvrdí. Abychom tento vliv mohli objektivně sledovat, musíme si nejprve definovat jistý model funkce spojovacího vedení, odvodit vliv jeho parametrů na přenos a vhodnou měřicí metodou pak tento vliv zjistit kvantitativně.

Přijmeme-li jako výchozí předpoklad to, že typická délka kabelu je o několik rádů menší než nejmenší v úvahu přicházející vlnová délka signálu, můžeme chování kabelu modelovat obvodem se soustředěnými parametry. Příklad takového obvodu je na obr. 54a, b. Pro reálné kabely a akustické kmitočty můžeme modelový obvod ještě zjednodušit do tvaru na obr. 55. V tomto modelu je



Obr. 54a, b. Náhradní schéma kabelu



Obr. 55. Zjednodušené náhradní schéma kabelu

**3. Přenos signálu je nejdokonalejší při vlnovém přizpůsobení, kdy impedance zátěže je rovna impedance zdroje. Zesilovače mají výstupní odpór velmi malý, proto si kupte náš patentní kabel, ten má zařazen tajuplný geniální člen, který vám přizpůsobení zajistí.**

**Komentář:** Onen geniální člen není nic jiného než rezistor zařazený v sérii se zesilovačem. Opomeneme-li, že takovéto opatření je výsměchem všem snahám konstruktérů o velký činitel tlumení (jehož význam je ostatně také sporný), mohlo by se uvedené tvrzení zdát opodstatněné. Toto tvrzení je však správné pouze tehdy, když také vlnový odpor vedení odpovídá podmínce přizpůsobení. Kromě toho je impedance zátěže, tedy reproduktorové soustavy, kmitočtově závislá a její skutečná hodnota má pramálo spočívaného s jmenovitou hodnotou. Pro splnění podmínky přizpůsobení by tudíž bylo nutné, aby jak výstupní impedance zesilovače, tak vlnový odpor vedení přesně kopirovaly impedanci reproduktoričkové soustavy.

Pokud by se nějakým zázrakem podařilo dosáhnout splnění podmínky přizpůsobení pro celé akustické pásmo, byl by přenos skutečně bezchybný. Pro úplnost je přitom nutné podotknout, že pokud by toho bylo dosaženo připojením jakéhosi externího pasivního člena za výstup zesilovače, vznikla by v tomto členu ztráta poloviny výstupního výkonu. To by některým „hi-fi puristům“ tolík nevadilo, horší však je, že pokud podmínka shodnosti výstupní impedance zesilovače (včetně případného přizpůsobovacího člena) s impedancí reproduktoričkové soustavy nebude splněna skutečně přesně, vzniknou chyby přenosu podstatně větší, než kdyby se spojení provedlo tak, jak je obvyklé. Pak se totiž uplatní pouze útlum, který vzniká úbytkem napětí na impedanci kabelu zatíženého impedance reproduktoričkové soustavy, jak bude probráno dále.

vliv kabelu na přenos dán tím, že na podélné složce jeho impedance (sériové spojení odporu a indukčnosti) vzniká úbytek napětí zatížením impedance reproduktoričkové soustavy, k níž je paralelně připojena kapacita kabelu. Kabel je tedy charakterizován třemi parametry, totož indukčností, odporem a kapacitou. Pro akustické kmitočty dostatečně přesně platí, že všechny tyto parametry jsou pro daný typ kabelu přímo úměrné jeho délce, takže je možné definovat specifické parametry vztažené na jednotkovou délku kabelu, např. na jeden metr. Výsledná hodnota příslušného parametru pro konkrétní délku se pak získá jako součin délky a hodnoty příslušného specifického parametru.

Prakticky důležité je, že náhradní parametry můžeme na základě modelu poměrně jednoduše měřit. Odpor a indukčnost zjistíme měřením impedance smyčky vzniklé tím, že kabel známé délky na jednom konci zkraťujeme. Odpor je prostý stejnosměrný odpór smyčky, indukčnost je nutné měřit metodou, která není ovlivněna stejnosměrným odporem, zapojeným z hlediska měření do série s měrenou indukčností. Kapacitu kabelu pak zjistíme jako kapacitu dvojpólu tvořeného kabelem „naprázdno“. Tato měření sice nedávají přesné hodnoty příslušných veličin, pro reálné kabely a akustické kmitočty je však přesnost dostatečná. Pokud budeme nadále používat pojmu impedance kabelu, budeme tím mít na mysli impedanci tvořenou sériovým spojením induktance a odporu kablu.

Význam náhradních parametrů samozřejmě nespočívá jen v jejich snadné měřitelnosti, ale především v tom, že umožňují snadno zhodnotit vliv kabelu na přenos signálu. Na základě nepříliš složitého výpočtu je možné odvodit kmitočtovou charakteristiku přenosu a z ní pak např. útlum kabelu na tom kterém kmitočtu. Musíme ovšem znát také impedanci zátěže, tedy v případě reproduktoričeských soustav nejen jmenovitou impedanci, nýbrž celou kmitočtovou charakteristiku včetně fázového úhlu. Tím se situace dosti komplikuje, takže pro konkrétní uspořádání kabel – reproduktoričeská soustava je schůdnější popsat jeho chování kmitočtovou resp. amplitudovou charakteristikou přenosu zjištěnou měřením pro zatížení kabelu touto reproduktoričeskou soustavou. Obecně samozřejmě platí, že čím menší je impedancia kabelu oproti impedanci zátěže, tím menší útlum nastává, respektive tím menší kmitočtová závislost bude do přenosu vnesena kmitočtovou závislostí impedance zátěže (reproduktoričeské soustavy). Tato vnesená kmitočtová závislost představuje nejdoplatnejší část vlivu kabelu na reprodukci. Sejmout příslušné charakteristiky je možné když běžným způsobem. Charakteristiky uváděné v tomto článku byly sejmuty v laboratoři elektroakustiky Výzkumného ústavu rozhlasu a televize s použitím analýzátoru MLSSA, pracujícím na principu rychlé Fourierovy transformace (FFT).

Jestliže změříme přenosovou charakteristiku pro zátěž jednoduchých vlastností, např. čistě rezistivní (odporovou), můžeme na základě náhradního schématu vypočít náhradní parametry, speciálně indukčnost. Pokud to uděláme pro několik kmitočtů, pak zpravidla zjistíme, že parametry jsou kmitočtově závislé. To může mít dvě hlavní příčiny. Buďto se jedná o vliv nepřesnosti resp. neúplnosti použitého modelu a náhradního schématu, anebo jsou parametry skutečně kmitočtově závislé. To je fyzikálně docela dobré možné. Kapacita je závislá na kmitočtu vlivem ztrát v dielektriku (izolaci) kabelu, odpor a indukčnost mohou na kmitočtu záviset následkem skinefektu. Ten může mít vliv na vlastnosti kabelu v oblasti nejvyšších akustických kmitočtů. Při měření se projevuje především nárůstem činné složky impedance smyčky tvořené kabelem na jednom konci zkratovaným, jinými slovy kmitočtovou závislostí odporu kabelu. Druhým projevem skinefektu je to, že reaktivní složka impedance smyčky není úměrná kmitočtu, ale narůstá pomaleji, neboli indukčnost se s rostoucím kmitočtem zmenšuje. Celkově je zvětšení impedance kabelu následkem skinefektu méně strmé než následkem indukčnosti. Z tohoto hlediska je poněkud zábavné ujistování některých výrobců kabelů o tom, jak dokonale je u jejich výrobků potlačen skinefekt, přičemž o indukčnosti nepadne ani zmínka.

Z náhradního schématu obvodu na obr. 55 je celkem zřejmé, že kabel bude mít na přenos signálu vliv tím menší, čím menší bude jeho indukčnost, kapacita a odpor. Všechny tyto parametry jsou určeny konstrukcí kabelu v nejširším slova smyslu. Uvedeme si některé základní souvislosti.

a) *Odpor smyčky* – je určen především stejnosměrným odporem kabelu, který je při dané délce nepřímo úměrný průřezu. Proto je opodstatněné používat kably s pokud možno velkým průřezem žil. Je také možné používat několikažilové kably s paralelně spojenými žilami. Pro běžné účely při délkách spoje nepřesahujících 10 m zpravidla postačí celkový průřez do 4 mm<sup>2</sup>.

b) *Kapacita kabelu* – závisí hlavně na průměru žil, tloušťce a permittivitě izolace a uspořádání žil. S rostoucím průměrem žil a permittivitou izolace se zvětšuje, s rostoucí tloušťkou izolace se zmenšuje. Pro přenosové vlastnosti soustavy zesilovač – kabel – reproduktoričeská soustava nemusí být kapacita kabelu příliš významná, u některých zesilovačů však může zatížení nadměrnou kapacitou kabelu vést k nestabilitě.

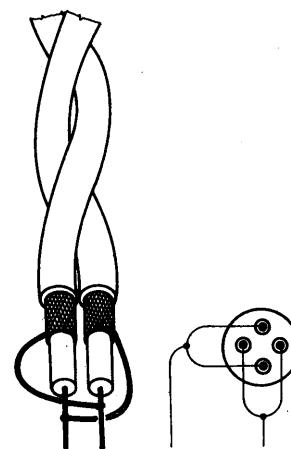
c) *Indukčnost* – je dána průměrem žil, jejich roztečí a jejich prostorovým uspořádáním, mimo jiné např. stupněm zkroucení. Při rostoucím průměru a zkroucení se zmenšuje, při rostoucí rozteči se zvětšuje.

Mezi parametry kabelu existují jisté interakce. Např. zvětšením průměru žil zmenšíme odpor a indukčnost, zvětšíme však kapacitu. Zvětšením zkroucení zmenšíme indukčnost, zvětší se však odpor atd. Při větším průměru žil se také zvětšuje poměrný vliv skinefektu. Proto platí, že kabel by neměl mít příliš malý, ale ani příliš velký průřez a měl by být izolován dielektrikem o co možná nejmenší tloušťce a permittivitě. Vhodný je např. polyetylén. S elektrickou pevností u kabelů pro nízkofrekvenční účely zpravidla nejsou problémy, takže tloušťka izolace může být výrazně menší než u kabelů silových. Z hlediska vlivu zkroucení jsou velmi nevhodné kably s dvěma přímými paralelními vodiči, které se zejména v zahraničí hojně nabízejí. Rozteč žil u těchto kabelů také nebývá právě nejmenší. Velký průřez vodiče je nejvhodnější zajistit použitím několikažilového kabelu, nejlépe se sudým počtem žil, které se propojí paralelně tak, aby tvořily dva vodiče s tím, že jednotlivé žily by měly být co nejlépe „promíšeny“. U čtyřžilového kabelu tak vzniká tzv. křížová dvojice. Nezanedbatelnou výhodou podobných uspořádání je velmi malá citlivost na rušivá magnetická pole. Naproti tomu málo podstatný je průměr jednotlivých drátů ve složených vodičích. Ten má vliv jen na ohebnost výsledného svazku.

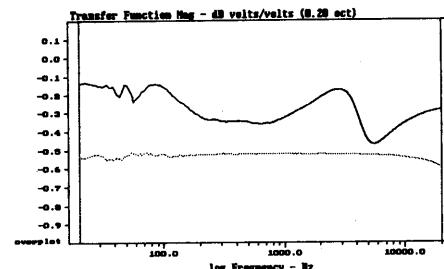
Zatím jsme mlíčky předpokládali, že kabel, o němž je řeč, funguje jako dvojice vodičů tvořících jeden fyzický celek. To znamená, že tento celek obsahuje jak vodič „tam“, tak vodič „zpátky“. Vodič z tohoto hlediska může být samozřejmě tvořen větším počtem paralelně spojených žil. Pouze za těchto okolností jsou elektrické parametry kabelu jednoznačně definovány a určeny pouze konstrukcí kabelu. Zahraniční výrobci (a tužemší prodejci) však někdy nabízejí speciální kably jednožilové. Pro připojení jednoho z reproduktoru pak samozřejmě potřebujeme dva takové kably. V tom případě je však definován pouze stejnosměrný odpor. Všechny ostatní parametry závisí na vzájemném prostorovém uspořádání kabelů ve dvojici. Pokud tedy například není zajištěno, že rozteč žil bude dostatečně malá (např. zkroucením), může být indukčnost smyčky takové dvojice enormně velká.

Jako odstrašující příklad je možno uvést situaci na jednom předvídání, kterého se autor zúčastnil. Zde byla reproduktoričeská soustava (jinak docela kvalitní) připojena k zesilovači (rovněž kvalitnímu) dvojicí jednožilových kabelů zvici kabelu k svářečce (samozřejmě superkvalitní, postříbřená měď, mnoho jemnouškých drátek u celkového průřezu nejméně 10 mm<sup>2</sup>). Tyto kably však byly volně pohoveny na podlaze tak, že jejich vzdálenost byla místa až 10 cm. Jaká tam tak asi byla indukčnost . . .

Pro připojení reproduktoru se často doporučují různé typy koaxiálních kabelů. Kably této konstrukce mají zpravidla malou indukčnost i kapacitu, bohužel průřez vnitřního vodiče je většinou dosti malý a odpor kabelu tudíž zbytečně velký. Výjimku tvoří tzv. silové koaxiální kably, které však jsou drahé (i když ne tolik jako různé High – End – Freaky) a u nás zatím prakticky nedostupné. Velmi dobré vlastnosti však má „křížové dvojice“ z běžného koaxiálního kabelu, uspořádané podle obr. 56. Měření ukazuje, že na indukčnost kabelu nemá téměř žádný vliv způsob uložení, stočení či „zmuchláni“ kabelu.



Obr. 56. Křížové dvojče z koaxiálního a čtyřžilového kabelu



Obr. 57. Přenos signálu kabelem CYSY (viz text) do dvou různých zátěží

Na obr. 57 jsou příklady kmitočtových charakteristik přenosu kabelu CYSY 4 × 1 mm<sup>2</sup> pro zatížení odporem a reproduktoričeskou soustavou o impedanci 8 Ω (vývojový vzorek). Z těchto průběhů je patrné, že kmitočtová závislost vnesená kabelem do přenosu není v žádném případě zanedbatelná, vliv vlastností zátěže je však rozhodující. Pravda, je diskutabilní, jak dalece podstatný vliv na kvalitu reprodukce má kabelem vnesené zvlnění ±0,2 dB, když zvlnění 2 dB u samotné reproduktoričeské soustavy je velmi slušný výsledek.

Dalším oblíbeným tématem pro reklamní prospekty jsou různé patentní nožičky. Na ty

když se bedna postaví, hned hraje o alespoň sto procent lépe. Pravdou je, že reproduktová soustava se při provozu chvěje a toto chvění se může přenášet na podlahu. Pokud podlaha není dostatečně tuhá, může zejména na nízkých kmitočtech vyzařovat a poněkud ovlivnit reprodukci v této oblasti. Chvění se může také přenášet např. na gramofon a způsobit tak akustickou zpětnou vazbu. Různé nožičky působí spolu s poddajností podlahy jako filtr, který přenos vibrací na podlahu omezí, na funkci soustavy samotné však nemají prázdný vliv. Mohou ovšem umožnit přesné vertikální usazení soustavy, což zejména v případě hrbovatosti podlahy nebo varhánkovatosti koberce může být výhodné, jakkoli je akustický efekt zanedbatelný.

Už jsme se zmínili o tom, že funkci reproduktuře řetězu mohou výrazně zhoršit svorky pro připojení spojovacích kabelů mezi zesilovačem a reproduktorem soustavami. Na trhu se nabízí mnoho druhů takových svorek a také různých patentních koncovek na kabely, hrotů, vidliček a podobně. Obecně platí, že nejlepší jsou poctivé šroubovací svorky. Kabel se do nich přichycuje nejlépe buďto přímo, tj. odizolovaným koncem, anebo prostřednictvím připájené nebo nalisované (crimped) vidličky. Zakončovací hrotys jsou určeny hlavně pro převorové svorky a jejich hlavním efektem je zhoršení přechodového odporu. Pokud totiž do svorky zachytíme mírně rozštípený konec lanka, získáme vlastně vícobodový kontakt, zatímco hrot sice vypadá velmi hezky, kontakt však poskytuje nejvýše dvoubodový.

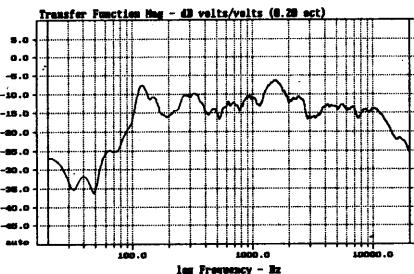
## 21. Profesionální aplikace

V kapitole 19 jsme se zmínili o basových zvukovodech. Tím jsme již „zavadili“ o oblast profesionálních aplikací reproduktových soustav, kam můžeme zařadit jednak ozvučování koncertů, jednak poslechovou kontrolu při profesionální výrobě zvukových záznamů. Obě tyto oblasti mají své specifické podmínky a požadavky, které se navzájem značně liší. Uvedeme jen nejpodstatnější informace.

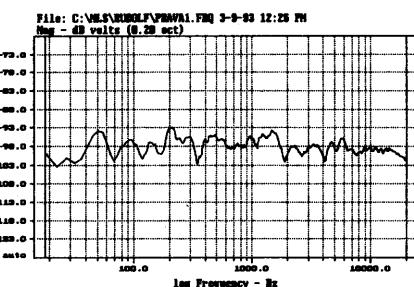
Při ozvučování koncertů se požadují především velké akustické výkony. Na druhém místě je pokrytí co nejširší oblasti kmitočtů (prakticky asi 60 Hz až 16 kHz) a na třetím pak rovnomořnost pokrytí označovaného prostoru akustickým signálem.

Pro dosažení velkých akustických výkonů se pracuje s reproduktory o co největší charakteristické citlivosti a zatižitelnosti. Pro zvětšení citlivosti se používají často velmi složité konstrukce ozvučnic pro nízké a střední kmitočty a nepřímovyzářující (tlakové) reproduktory pro vyšší kmitočty. Nutno říci, že ne vždy se u této konstrukce dosahuje velké citlivosti velkou účinností. Často se jedná pouze o zlepšení indexu směrovnosti, čímž se v hlavním směru vyzařování citlivosti zvětší, jinde však zmenší. To však zpravidla není na závadu. Zkreslení reproduktoru při ozvučování většinou nebývá v popředí zájmu uživatelů.

Existují dvě základní koncepce ozvučování velkých prostorů. Buďto se ozvučovací systém sestavuje z většího počtu podobných širokopásmových reproduktových soustav (zpravidla dvou nebo tří pásmových, tzv. kompakty, compact-box), nebo se používá několika velkých sekcí, z nichž každá



Obr. 59. Charakteristika soustavy B&W Matrix 801



Obr. 58. Charakteristika soustavy YAMAHA NS10M

zpracovává jedno pásmo. Použití basových a středotonových zvukovodů je běžné u druhé varianty. V prvním případě se někdy soustava doplňuje zvláštní basovou sekci. Podrobnosti by zaplnily docela slušnou knihu. Zdůrazněme jen, že neexistuje žádný univerzální způsob sestavování takového ozvučovacího zařízení, stejně jako neexistuje univerzální širokopásmová soustava. Četné kolapsy při ozvučování v našich lúžích a hájích jsou často způsobeny tím, že jisté vyhlášené a třeba i skutečně dobré konstruované soustavy se používají pro účely a podmínky, pro něž konstruovány nebyly.

U reproduktových soustav pro kontrolní účely (poslechové monitory, control boxes) je situace obdobná. Ani zde neexistuje univerzální konstrukce. Autor tohoto textu se kdysi pokusil zavést rozlišení mezi poslechem analytickým a syntetickým. První má sloužit k dokonalému prověření technické kvality snímku, reproduktová soustava tedy musí přenášet co nejšířší pásmo s co nejvyrovnanější charakteristikou, co nejmenším zakreslením a maximálním dynamickým rozsahem. V druhém případě jde spíše o to, vytvořit co nejrealističtější představu zvuku nahrávky při reprodukci v běžných (tj. domácích) podmínkách. Důležité v tomto případě je posouzení, zdali v nahrávce je slyšet vše, co tam má být slyšet, neboli zda to, co se dostane k posluchači, je v souladu s uměleckým záměrem. Poslechové monitory pro syntetický poslech nemusí být bezpodmínečně nejvyšší kvality, naopak mohou být „rozumně nekvalitní“.

Příkladem monitoru pro syntetický poslech je populární YAMAHA NS10M. Bohužel mnoho zvukově špatných nahrávek vzniklo tím, že monitory této skupiny (např. již uvedená YAMAHA) byly používány i pro technickou kontrolu, takže zvukovému „mistrů“ unikly závažné technické závady snímku. Dobře to dokumentuje přenosová charakteristika soustavy YAMAHA NS10M, sejmoutá v reálných podmínkách (obr. 58). Na obr. 59 je pro porovnání uvedena charakteristika reproduktové soustavy B&W Matrix 801, která je uznávaným mezinárodním

standardem pro vážnou hudbu. Také tato charakteristika je sejmota v reálných poslechových podmínkách.

Stejně jako je nutné rozlišovat monitory pro analytický a syntetický poslech, je nutné rozlišovat i monitory pro různé hudební žánry. Ani zde neexistuje univerzálnost, bohužel ani nějaké obecné pravidlo. Rozhodující je spíše stanovisko toho kterého pracovníka, jeho zkušenost, vkus a do značné míry také schopnost odolávat či podléhat módě. I tato problematika by vydala na tlustou knihu.

## 22. Poslechový prostor

V předchozím textu jsme se několikrát zmínili o tom, že na funkci reproduktoru má významný vliv poslechový prostor. Tento vliv je významný dokonce natolik, že poslechový prostor by měl být považován za nedílnou součást poslechového zařízení. Problematika vlivu poslechového prostoru spadá do oblasti prostorové akustiky. Existuje přitom několik možných přístupů k řešení problémů. Nejdokonalejší by bylo řešení metodami vlnové akustiky. To by znamenalo zadat matematickou formou tvar prostoru, vlastnosti jeho stěn a prostředí uvnitř něj a pak při těchto tzv. okrajových podmínkách řešit vlnovou rovnici. To je možné provést pro některé velmi jednoduché případy, např. pro prostor tvaru kvádru. S využitím výpočetní techniky je možné v složitějších případech řešit problém alespoň přibližně. Podstatným rysem takových řešení je, že umožňují určit tzv. vlastní kmitočty prostoru. V nejjednoduším případě prostoru tvaru kvádru (pravoúhly rovnoběžnostěn) jsou tyto kmitočty dány obecným vzorcem

$$f_E = (C_0/2) \cdot \sqrt{[(k/a)^2 + (l/b)^2 + (m/c)^2]} \quad (99)$$

kde  $a, b, c$  jsou rozměry prostoru a  $k, l, m$  libovolná celá čísla (včetně nuly, ale nesmí být nulová všechna současné).

Při využití prostoru signálem o kmitočtu rovném nebo blízkém vlastnímu kmitočtu vznikají v prostoru stojaté vlny. Vznik stojatých vln vede k tomu, že zvuková energie je v prostoru rozložena nerovnoměrně; vyskytuje se zde místa, v nichž je intenzita zvuku velmi malá (uzly) nebo velmi velká (kmitiny). Nerovnoměrnost je tím větší, čím méně je zvuk v prostoru pohlcován (stěnami, zařízením, případně i vzduchem samotným – hlavně na vyšších kmitočtech).

Při rozboru vlivu prostoru na reprodukci je také možné využít z některého zjednodušeného pohledu, například z paprskového modelu, kdy šíření zvuku prostorem modelujeme jako šíření, odrazy a lom zvukových paprsků. Jinou možností je statistický přístup, při němž předpokládáme, že uvnitř prostoru se vytvoří víceméně homogenní pole tvořené směsiči odražených vln postupujících nejrůznějšími směry. Předpoklad homogenity samozřejmě platí pouze v tom případě, že se neuplatní nerovnoměrnost způsobená stojatými vlnami – viz předchozí odstavec. Ve statistické akustice se definuje tzv. kritický (Schroederův) kmitočet, nad kterým je podmínka homogennosti splněna „dostačně přesně“. Typickou veličinou, kterou tento přístup využívá, je střední doba dozvuku

ku a příbuzné veličiny. Její definice vychází z předpokladu, že při vyzařování zvuku do prostoru se po určité době vytvoří ustálený stav, homogenní difúzní pole s určitou intenzitou, a tato intenzita po přerušení přívodu zvukové energie do prostoru (vypnutí zdroje) klesá exponenciálně. Střední doba dozvuku je pak doba, za kterou se intenzita difúzního pole menší o 60 dB oproti výchozí hodnotě. Velikost střední doby dozvuku závisí na kmitočtu, směrem k vyšším kmitočtům zpravidla klesá. Typické hodnoty v obytných místnostech, zvukových režiích apod. se pohybují v rozmezí 0,2 až 0,5 sekundy, ve větších prostorách jsou větší. Například koncertní sály mají střední dobu dozvuku typicky 1 až 3 sekundy, největší hodnota, se kterou se autor setkal, byla kolem 15 sekund (pražská Betlémská kaple na nízkých kmitočtech). Existují různá doporučení, jakou dobu dozvuku by ten, který prostor měl mít podle účelu, k němuž je určen. V podrobnostech odkazujeme na odbornou literaturu.

Z hlediska reprodukce zvuku můžeme poslechový prostor chápát jako přenosový systém. Do něj v některém místě vstupuje objemová rychlosť generovaná reproduktorem a v některém jiném bodě můžeme zjišťovat akustický tlak. Uspořádání zdroje signálu a poslechového místa spolu s daným prostorem je z tohoto hlediska charakterizováno jistou veličinou, kterou můžeme označit jako přenosovou akustickou impedanci. Ta udává poměr mezi akustickým tlakem v místě poslechu k objemové rychlosti vystupující z reproduktorové soustavy. Je také možné definovat tlakový přenos z jednoho bodu do druhého jako poměr mezi akustickými tlaky v těchto bodech. Vliv prostoru na reprodukci můžeme zhruba rozdělit na dva dílní vlivy. Jedním je vliv prostoru na vyzařovací impedenci membrány. Ten se projevuje hlavně v nízkých kmitočtách. Druhým je pak vlastní přenos signálu od reproduktoru k posluchači. Nejběžnější způsob popisu, který zahrnuje jak vliv prostoru, tak inherentní vlastnosti reproduktorové soustavy, je tzv. charakteristika reálného poslechu. Ta udává závislost akustického tlaku v místě poslechu na vstupním napětí reproduktorové soustavy.

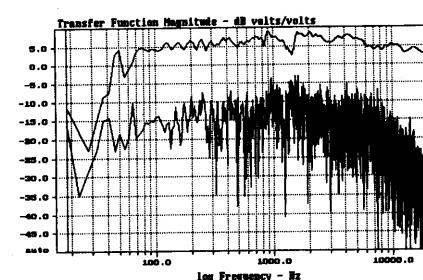
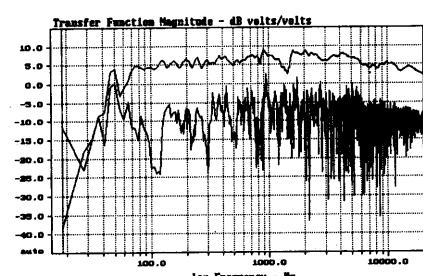
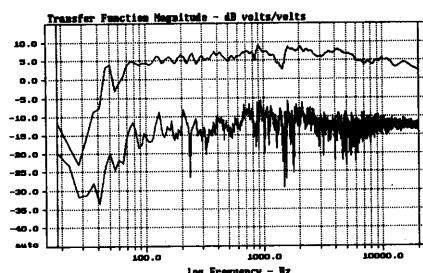
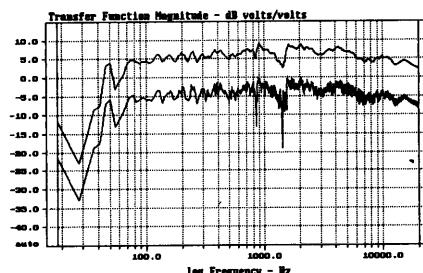
Nejjednodušší případ vlivu prostoru jsme brali v úvahu již tehdy, když jsme konstatovali, že při vyzařování do poloprostoru je reálná složka vyzařovací impedance membrány dvojnásobná oproti vyzařování do celého prostoru (tudíž je dvojnásobná i účinnost). Vyzařování do poloprostoru odpovídá například stav, kdy reproduktor je umístěn v blízkosti stěny, jejíž rozměry jsou větší než vlnová délka. Reproduktor může být umístěn také v „koutě“, tj. v blízkosti průsečnice dvou stěn svírajících pravý úhel. Pak je reálná složka vyzařovací impedance čtyřnásobná oproti vyzařování do volného prostoru. Při vyzařování z „rohu“, tedy z blízkosti bodu průniku tří stěn (vrcholu kvádru) je osminásobná. Jelikož se současně změní je prostorový úhel, do kterého membrána vyzařuje, bude citlivost při vyzařování ze stěny větší o 6 dB, z kouta o 12 dB a z rohu o 18 dB oproti vyzařování do volného prostoru.

Právě uvedené zvětšení citlivosti skutečně nastane pouze v tom případě, že odrazovost stěn je dostatečně velká (alespoň 70 %) a vzdálenost reproduktoru od stěn nepresáhne desetinu vlnové délky. Pokud není reproduktor vestavěn přímo ve stěně (koutě, rohu), pak od jisté frekvence výše tato podmínka samozřejmě nebude splněna a na základní průběh vyzařovací impedance (vzorce (26) až (28)) bude superponována další kmitočtová závislost. Vliv prostoru je výrazný zejména tehdy, je-li v místě reproduktorové soustavy uzel nebo kmita stojaté vlny. Pak se v okolí příslušné frekvence objeví na modulové charakteristice vyzařovací impedance zvláštní. Může se stát, že se vyzařovací impedance (tudíž i citlivost) zmenší pod hodnotu pro volný prostor. Pokud je reproduktor pro některý kmitočet v uzlu, nebude ani vybuzeno difúzní pole na tomto kmitočtu a tím vznikne na charakteristice reálného poslechu minimum. Z toho je patrné, jak ošemetné může být umístění reproduktorové soustavy v blízkosti stěny nebo kouta.

Volbou umístění reproduktorové soustavy je možné ovlivnit její vlastnosti pozitivně i negativně. Zvláštní charakteristiky reálného poslechu může být velmi výrazně. Není výjimkou, že v oblasti nízkých kmitočtů se objeví minima nebo maxima větší než 10 dB. Při optimální volbě místa je například možné dosáhnout toho, že dolní mezní kmitočet pro charakteristiku reálného poslechu leží až oktaťu pod dolním mezním kmitočtem soustavy ve volném prostoru. K nalezení takové optimální pozice je však potřebná dosti náročné měřicí technika. Někdy je způsob umístění doporučen výrobcem. Při jeho nedodržení mohou být provozní vlastnosti soustavy silně znehodnoceny.

Pro kmitočty nad 400 Hz již zpravidla přenosová charakteristika reálného poslechu na umístění soustavy vůči stěnám příliš nezávisí. Může však výrazně záviset na poloze poslechového místa. To je způsobeno interferencí přímého zvuku a odrazů od stěn, stropu, podlahy, případně od dalších ploch v místnosti (nábytek a pod.). Pro posouzení možného vlivu je významný tzv. poloměr dozívání. Při šíření zvuku v prostoru dochází k mnohonásobným odrazům. Při každém odrazu se část energie zvukové vlny promění v teplo nebo jinak z prostoru uniká. Po jisté době se však vytvoří ustálený stav, tzv. difúzní pole. Zatímco intenzita přímého zvuku je neprůměrná vzdáleností od zdroje zvuku, intenzita difúzního pole je v tlumeném uzavřeném prostoru víceméně konstantní. Poloměr dozívání je vzdálenost od zdroje, ve které intenzita přímého zvuku poklesne na úroveň difúzního pole. Typické hodnoty pro obytné místnosti leží v rozmezí jednoho až dvou metrů.

Pokud je vzdálenost místa poslechu od reproduktorové soustavy menší než poloměr dozívání, je poslechová charakteristika na středních a vyšších kmitočtech (větší než 400 Hz výše) určena převážně přenosovou charakteristikou reproduktorové soustavy pro volné pole. Na nižších kmitočtech se uplatňuje vliv stěn blízkých soustavě na vyzařovací impedance a důsledky omezení prostorového úhlu vyzařování. Při větších vzdálenostech se uplatňuje také vliv difúzního pole, které se superponuje na pole přímé. Globálně je jeho vliv určen kmitočtovou zá-

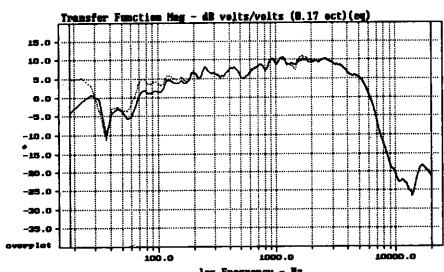


Obr. 60a až d. Vliv vzdálenosti na reálnou poslechovou charakteristiku

vislosti střední doby dozvuku, v detailech se projevují interferences. Pokud je v místě poslechu uzel stojaté vlny, je přenos signálu o příslušném kmitočtu potlačen (na charakteristice reálného poslechu se objeví výrazné minimum). Závislost reálné poslechové charakteristiky na vzdálenosti ilustrují obr. 60a až d.

## 23. Příklad návrhu reproduktorové soustavy

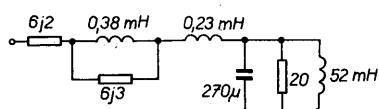
Uplatnění hlavních poznatků uvedených v předchozím textu si nejlépe ujasníme na postupu konkrétního návrhu reproduktorové soustavy. Dejme tomu, že chceme navrhnut dvoupásmovou soustavu o malém objemu. Předpokládaný objem bude například 16 l. Zvolíme tedy basový reproduktor, který bude mít vyrovnanou přenosovou charakteristiku v oblasti středních kmitočtů. Vhodných typů není příliš mnoho a není mezi nimi žádný výrobek TESLA; jedním vhodným typem je např. P17 RCY (SEAS). Přenosová charakteristika, zjištěná měřením v malé vzdálinosti v tzv. semireverberantních



Obr. 61. Přenosová charakteristika basového reproduktoru SEAS P 17 RCY (tečkovaně = s bassreflexem)

podmínkách (40 cm, poslechová místnost), je na obr. 61. Z ní je patrné (zejména pokud jde o směrovost), že budeme potřebovat vysokotónový reproduktor, schopný pracovat od kmitočtu přibližně 3 kHz. Elektroakustické parametry basového reproduktoru, změřené metodou MLSSA-SPO, jsou v tab. 1. Elektrické náhradní schéma je na

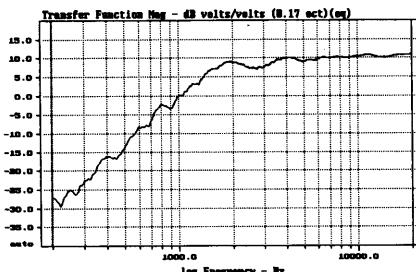
Tab. 1. Measured Data			
Line	Parameter	Value	Units
1	RMSE-free	0,53	Ohms
2	Fs	42,28	Hz
3	Re	6,17	Ohms
4	Res	20,20	Ohms
5	Qms	1,47	
6	Qes	0,45	
7	Qts	0,34	
8	L1	0,23	mH
9	L2	0,38	mH
10	R2	6,30	Ohms
11	RMSE-load	1,08	Ohms
12	Vas(Sd)	27,42	liters
13	Mms	10,93	grams
14	Cms	1296	FM/Newton
15	B1	6,33	Tesla-M
16	SPLref(Sd)	88,5	dB
17	Rub-index	-0,04	
Method: Mass-loaded (20,00 grams)			
DCR mode: Measure			
Area (Sd): 122,72 sq cm			



Obr. 65. Náhradní schéma reproduktoru 25 TAF/D

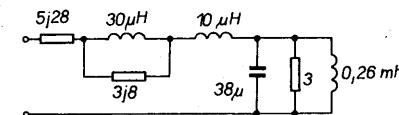
obr. 62. Na obr. 63 jsou přenosové charakteristiky bassreflexu získané simulacemi programem BASREFL1. Vzhledem k tomu, že reproduktor budeme využívat téměř do jeho horní mezní frekvence, můžeme použít výhybku s minimální strmostí (6 dB/oktáva).

Jako vysokotónový reproduktor použijeme typ 25 TAF/D od téhož výrobce. Jeho přenosová charakteristika, zjištěná obdobně jako u basového měniče, je na obr. 64. Elektroakustické parametry jsou v tab. 2, náhradní schéma na obr. 65. S ohledem na zatížení použijeme výhybku 18 dB/oktáva.

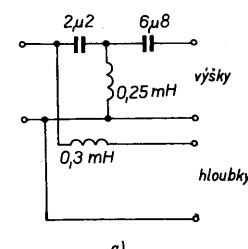


Obr. 64. Charakteristika vysokotónového reproduktoru SEAS 25 TAF/D

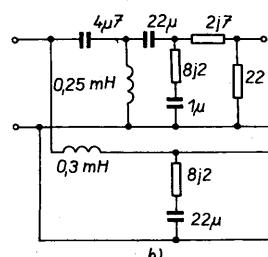
Line	Parameter	Measured Data	Units
1	RMSE-free	0,21	Ohms
2	Fs	1602,63	Hz
3	Re	5,15	Ohms
4	Res	3,01	Ohms
5	Qms	1,14	
6	Qes	1,96	
7	Qts	0,72	
8	L1	0,01	mH
9	L2	0,03	mH
10	R2	3,80	Ohms
11	RMSE-load	--	Ohms
12	Vas(Sd)	--	liters
13	Mms	--	grams
14	Cms	--	FM/Newton
15	B1	--	Tesla-M
16	SPLref(Sd)	--	dB
17	Rub-index	2,00	
Method: Mass-loaded (20,00 grams)			
DCR mode: Measure			
Analysis of main (free-air)			
Area (Sd): 122,72 sq cm			



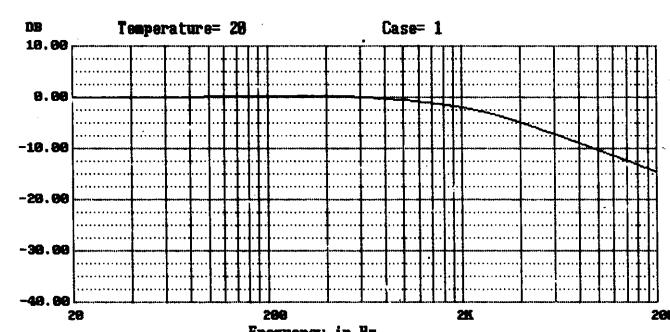
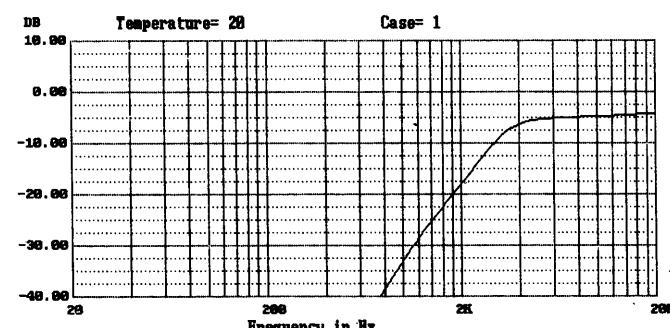
Obr. 62. Náhradní schéma reproduktoru P 17 RCY



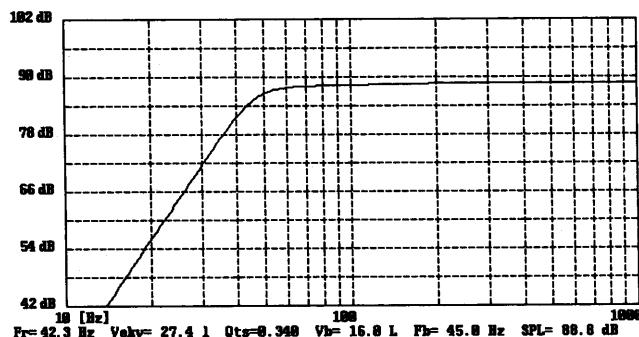
Obr. 66a. První verze návrhu výhybky



Obr. 66b. Upravená výhybka

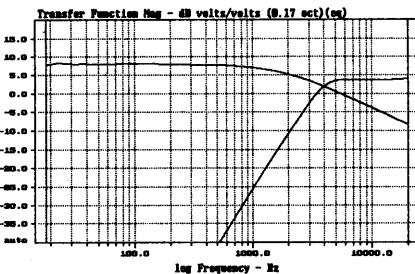


Obr. 67a, b. Vypočtené charakteristiky výhybky z obr. 66 b

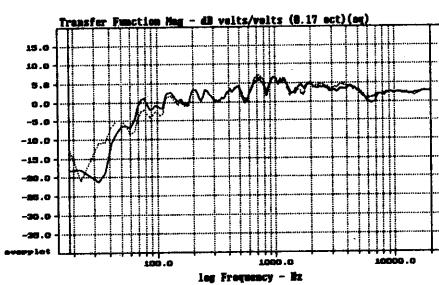


Obr. 63. Simulace charakteristik bassreflexu s reproduktorem P 17 RCY

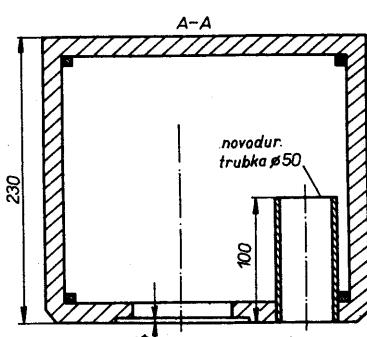
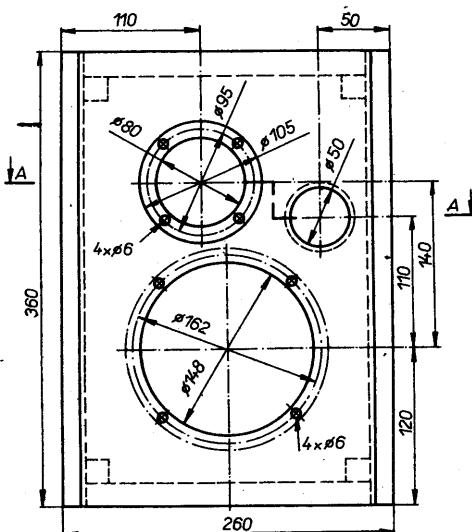
vosti je na obr. 66. Hodnoty součástí výhybky jsou již upraveny na základě počítačové simulace. Vypočtené charakteristiky jsou na obr. 67a, b. Změřené elektrické charakteristiky jsou na obr. 68. Amplitudová charakteristika celé soustavy měřená v blízkém poli je na obr. 69. Konečné slovo by samozřejmě mohlo být řečeno teprve na základě posle-



Obr. 68. Změřené elektrické charakteristiky výhybky z obr. 66 b



Obr. 69. Charakteristika zkoušební soustavy v blízkém poli (tečkované = s uzavřeným bassreflexovým nátrubkem)



Obr. 70. provedení reproduktori soustavy podle kapitoly 23

chového hodnocení. Nicméně i bez něj je zřejmé, že při použití kvalitních reproduktorů, moderní měřicí techniky a počítačové podpory je možné navrhnut reproduktoru soustavu tak, že i bez velkého „čarování“ jsou výsledky přinejmenším slušné. Po malé úpravě výhybky je možné dosáhnout tolerance v přenášeném pásmu  $\pm 2$  dB.

Měření v semireverberantrních podmínkách sice neodpovídá standardu, má však tu výhodu, že výsledky jsou získány v situaci blízké reálným provozním situacím. Naproti tomu měření klasickou metodou, tj. v bezdovukové („mrtevé“) komoře, je prováděno v situaci velmi odlišné od jakéhokoli běžného poslechového uspořádání. Teoreticky by sice takto získané výsledky měly být dobré reprodukovatelné a vzájemně srovnatelné, bohužel ve skutečnosti to tak docela pravda není.

Zbývá snad jen říci, s jakými kompromisy se musíme smířit, pokud nemůžeme použít reproduktory předních světových výrobců a musíme se spokojit s reproduktory TESLA. Po pravdě řečeno, není to tak zlé. Hlubokotónové reproduktory TESLA snesou srovnání s kterýmkoli jiným výrobkem střední hi-fi kategorie. Nejsou sice příliš vhodné pro dvoupásmové soustavy, to ale platí i o mnoha výrobcích zvučných jmen. Vysokotónové reproduktory TESLA s vrchlíkovou membránou jsou na tom poněkud hůře. To je dáné především nepříliš kvalitním materiálem membrány a technologií výroby kmitací cívky a montáže, která nezaručuje dobrou reprodukovatelnost parametrů. Nejslabším článkem sortimentu jsou reproduktory středotónové. Skutečně kvalitní reproduktor tohoto druhu v sortimentu TESLA chybí. Jak však dokazují výsledky některých tuzemských výrobců (např. firmy Phobos), je i přes uvedené výhrady možné s reproduktory tuzemské výroby realizovat reproduktoru soustavu dobré kvality.

V současné době se na našem trhu objevují také reproduktory zahraničních výrobců. Jejich ceny jsou výrazně vyšší než ceny tuzemských výrobců, ani zdaleka to však neplatí o kvalitě. To se týká zejména některých výrobců z Dálného východu. Vyskytuje se ale i reproduktory od evropských výrobců (Nokia, Peerless), jejichž kvalita je velmi slušná. Relaci mezi cenou a kvalitou bohužel nelze jednoduše posoudit. Zejména u výrobců z Dálného východu není možné se spolehnout na technické údaje výrobce a tak zbyvá jen vlastní měření, což je ovšem nákladné. Patrně si budeme muset ještě nějakou dobu počkat, než se pro naše prodeje stane samozřejmostí seriální udávání parametrů výrobců, které nabízejí.

## 24. Pár slov o zesilovačích

Tento text je sice věnován reproduktoru, přesto ale bude dobré říci také pár slov o zesilovačích, alespoň pokud jde o některé výkonové záležitosti. Často jsou totiž kládny otázky jako – je možné připojit na zesilovač o výstupní impedanci  $4 \Omega$  reproduktoru soustavu s impedancí  $8 \Omega$ ? Anebo – je možné na zesilovač s výkonom 50 W připojit soustavu o výkunu 100 W, aniž by se poškodil zesilovač – a podobně.

Naprostá většina výkonových zesilovačů je konstruována tak, aby měla co nejméně

výstupní odpor, resp. impedanci. Tato veličina v případě zesilovače nepopisuje hodnotu nějakého konkrétního rezistoru či obecného dvojpólu. Její definice vychází z toho, že když je na výstupu zesilovače jisté napětí a výstup zesilovače zatížíme jistým proudem, napětí na výstupu se změní. Poměr tohoto zmenšení k zatěžovacímu proudu udává **výstupní Impedanci**. O impedanci hovoříme proto, že tato veličina je kmitočtově závislá. U ideálního zesilovače by měla být nulová (tj. výstupní napětí by při jakémkoli výstupním proudu bylo stálé).

Z výstupu zesilovače není možné odebírat libovolný proud. Zesilovač je schopen dodávat jisté maximální napětí a při tomto napětí lze výstup zatížit jistým maximálním proudem. Poměr maximálního napětí k maximálnímu proudu udává **minimální zatěžovací impedanci**, tedy minimální impedanci zátěže, kterou lze na výstup zesilovače připojit bez ohrožení zesilovače, zásahu ochrany nebo nárustu zkreslení. Obvykle se udává jmenovitá hodnota této impedance. Maximální výstupní výkon je dán součinem maximálního napětí a maximálního proudu. Mezi výstupní impedance a minimální či jmenovitou zatěžovací impedanci není žádná přímá souvislost. Poměr výstupní impedance k jmenovité zatěžovací impedance je známý jako *činitel tlumení*.

Výstupní impedance zesilovače může mít vliv na kmitočtovou charakteristiku přenosu celého reprodukčního řetězce. Její hodnota se například z hlediska přenosu může přičíst k odporu kmitací cívky. Tím se změní činitel jakosti reproduktoru (vztah [(44a)]) a tudíž kmitočtová charakteristika reproduktoru. Lze to chápat také tak, že na zdroj signálu o jisté impedance (výstupní impedance zesilovače) je připojena zátěž s kmitočtově závislou impedancí a přenos takto vzniklého dělení napětí je kmitočtově závislý.

Skutečná hodnota impedance reproduktoru soustavy by se neměla zmenšit pod minimální zatěžovací impedance zesilovače. Existují však reproduktori soustavy, jejichž impedance se zmenšuje pro některé kmitočty na hodnoty nižší než polovina jmenovité impedance. Jde svým způsobem o neserioznost výrobců při udávání jmenovité impedance. S tím je ovšem nutno počítat a proto se dnes zpravidla požaduje, aby zesilovač byl schopen pracovat do zátěže o impedanci rovné polovině jmenovité zatěžovací impedance. Připojení zátěže o větší impedance neohrozí ani zesilovač ani reproduktori soustavu, pouze nebude využit maximální výkon zesilovače.

O zatížitelnosti reproduktoru jsme toho už řekli celkem dost (i když samozřejmě zdaleka ne všechno). Mohlo by se zdát, že pokud maximální výkon zesilovače nebude větší než zatížitelnost reproduktori soustavy, nemůže se soustava poškodit. To by byl však příliš zjednodušený pohled. Ponechme stranou problém definice maximálního výstupního výkonu zesilovače, který není o mnoho jednodušší než problém zatížitelnosti reproduktoru. V každém případě je tento výkon při dané zátěži limitován maximálním výstupním napětím. Pokud je zesilovač buzen tak, že je omezeno výstupní napětí, nebude sice maximální výkon překročen, v důsledku zkreslení se však změní spektrální složení signálu. V signálu se objeví vyšší harmonické, které v originálu nejsou a tak se přesune část výkonu do oblasti

vyšších kmitočtů. Snadno se pak může stát, že vysokotonový reproduktor bude těmito složkami přetížen. Jelikož jeho zatížitelnost je jen zlomkem zatížitelnosti celé reproduktové soustavy, může se zničit i když celkový výkon přiváděný do soustavy bude menší než její zatížitelnost.

Z pravé uvedeného důvodu se často doporučuje, aby výstupní výkon zesilovače byl „dostatečně velký“. Tím se sice zmenší riziko limitace, velký maximální výkon však umožňuje zničit vysokotonový reproduktor i bez toho, že by nastala. To se může stát u signálu s velkým obsahem vysokých kmitočtů – byly např. nalezeny vzorky signálu, u nichž poměrný energetický obsah výšek byl větší než 15 %. Dále k tomu může dojít neopatrností nebo nekázni obsluhy. Někoho prostě napadne zkoušit, „co to dá“. Jediné řešení spočívá v ochraně vysokotonového reproduktoru vhodným elektronickým obvodem nebo alespoň pojistkou.

## Závěr

Když jsem text, který jste právě měli potěšení přečíst, konzultoval s několika svými přáteli, setkal jsem se opakován s jednou námitkou – a kde jsou stavební návody? Obávám se, že tuto námitku vznese i nejen den z čtenářů. Jediná odpověď, která mne napadá, zní – a kde jsou reproduktory?

V úvodu jsem se pokusil vysvětlit, co je účelem tohoto článku. Rozhodně jím není rozmnožování již tak dost nepřehledné řady návodů, jak vyrobit z reproduktori nevalné až střední kvality reproduktovou soustavu kvality podobné. Z textu mělo jasné vyplynout, že s dobrými reproduktory je možné zkonstruovat dobrou reproduktovou soustavu, pokud přesně známe parametry reproduktori a víme, jak je používat. Soustavu je nutné – bohužel – tak říkaje „šíť na míru“ měničů (což není proveditelné v amatérských podmínkách). A jak to tedy s reproduktory vypadá?

V současné době je možné s určitými obtížemi ještě získat omezený výběr z někdejšího sortimentu TESLA (nyní TVM) Vlašské Meziříčí. U dovezených reproduktori se jedná nejčastěji o zboží vyrobené na Dálném východě a distribuované prostřednictvím západoevropských obchodních firm. Cena na našem trhu je většinou odvozena z maloobchodní ceny v SRN a relace mezi ní a kvalitou je absolutně nesrovnatelná s podobnou relací u výrobků TESLA. Autor měl příležitost měřit některé takové dovezené reproduktory, u nichž nejen údaje výrobce neměly skoro nic společného se skutečností, ale v některých případech nebylo vůbec jasné, k čemu by daný „reproduktor“ měl být dobrý. Lépe jsou na tom evropské výrobky, které se u nás také začínají objevovat. I jejich cena je vyšší než jsme zvyklí, ale kvalita je vcelku přijatelná.

Existuje nicméně několik evropských výrobčů, jejichž sortiment je velmi zajímavý po stránce ceny i kvality. V současné době se pracuje na tom, aby se tyto výrobky dostaly na naš trh. Z tohoto hlediska by bylo užitečné vědět, kolik čtenářů by například bylo ochotno zaplatit přibližně dva až dva a půl tisíce korun za reproduktory pro dvoupásmovou soustavu špičkových parametrů. A autor se na tomto místě veřejně zavazuje, že pokud se podaří distribuci takových reproduktori zajistit, postará se o to, aby byl k dispozici

i návod, co s nimi udělat (ostatně kapitola 24 snad mluví ve prospěch jeho dobrých úmyslů). Případné dotazy adresujte redakci AR nebo firmě FoxAudio, jejíž adresu najdete v seriálu Pavla Dudka o zesilovačích. Na stejná místa se případně mohou obrátit zájemci o další informace, specializovaný software, reprinty některých obtížně dostupných publikací a podobně.

Na úplný závěr chci poděkovat Výzkumnému ústavu rozhlasu a televize, který zpracování tohoto textu nepřímo sponzoroval, tím, že mi umožnil přístup k výpočetní a měřicí technice mezi Ašem a Vladivostokem jinak nedostupné.

## Literatura

Citovaná v textu:

- [1] Pirkov; Veit: Laplaceova transformace, SNTL: Praha 1970.
- [2] Merhaut, J.: Teoretické základy elektroakustiky. Academia: Praha 1971.
- [3] Vanderkooy, J.; Lipshitz, S.P.: Power response of loudspeakers with noncoincident drivers. Journal of Audio Engineering Society (JAES) 34 (1986), č. 4, s. 236–244.
- [4] Sýkora, B.: Moderní koncepce reproduktových výrobek I, II. Rozhlasová a televizní technika (RTT) 34 (1989), č. 3, s. 93–96, č. 4, s. 104–110.
- [5] Svoboda, L.; Štefan, M.: Reproduktory a reproduktové soustavy. SNTL: Praha 1983.
- [6] AR/B 1986 č. 6.

Doporučená:

- Smetana C. a kol.: Praktická elektroakustika. SNTL: Praha 1981.
- AR/B 1984, č. 2.
- AR/B 1984, č. 4.

## DODATEK 1

Matematické – funkce, používané k modelování signálů a přenosových systémů, mají číselný charakter. Lze s nimi nakládat jako s čísly, lze je mezi sebou sčítat, násobit a podobně. Je také možné funkci vynásobit konstantou. V matematickém smyslu jsou funkce bezrozměrné, samy o sobě tedy nevyjadřují fyzikální veličiny. Pokud funkci pro takové vyjádření chceme použít, musíme ji vynásobit konstantou, která má rozdíl příslušné veličiny. Tak je tomu ve vztahu (1), kde takovou konstantou je amplituda  $A$ . Změnu velikosti signálu můžeme vyjádřit vynásobením funkce bezrozměrnou konstantou (číslem). Dejme tomu, že máme nějaký signál popsaný funkci času  $f(t)$  a amplitudu  $F$ . Tento signál vstupuje do systému, jehož přenos udává operátor  $O$ . Na výstupu systému je signál s časovou funkcí  $g(t)$  a amplitudou  $G$ . Přenos signálu můžeme popsat „operátorovou rovnici“ tvaru

$$G \cdot g(t) = O \cdot F \cdot f(t) \quad (i)$$

Vstupní signál může být dán také jako tzv. lineární kombinace funkcí:

$$F \cdot f(t) = F \cdot (a_1 f_1(t) + a_2 f_2(t)) \quad (ii)$$

Jestliže se operátor přenosu takového vstupního signálu chová tak, že platí

$$G \cdot g(t) = O \cdot F \cdot f(t) = a_1 \cdot O \cdot F \cdot f_1(t) + a_2 \cdot O \cdot F \cdot f_2(t) \quad (iii)$$

což se dá slovně vyjádřit tak, že obraz lineární kombinace jistých vstupních signálů je dán stejnou lineární kombinací obrazů těchto signálů, pak říkáme, že operátor  $O$  je lineární. Přenos popsaný lineárním operátorem nazýváme lineární přenos a systém, který vykazuje lineární přenos, je lineární systém. Omilouvám se čtenářům za toto matematické intermezzo, je to však jediný způsob, jak přesně definovat, co je to lineární systém a lineární přenos. Poněkud srozumitelnějším se předchozí výklad stane, náhodíme-li výraz „lineární kombinace“ výrazem „součet“, odvození však již není zcela obecné.

Nejjednoduším případem změny signálu při přenosu je změna amplitudy. Operátorem takového přenosu je vynásobení vstupního signálu bezrozměrnou konstantou, která udává zesílení resp. zeslabení signálu. Další možností je konverze jedné veličiny najinou, např. napětí na akustický tlak. Takový přenos je popsán rovněž konstantou. Ta však již není bezrozměrná, poněvadž vyjadřuje přechod od rozdílu vstupní veličiny k rozdílu veličiny výstupní. V obou těchto případech je hodnota výstupní veličiny v kterémkoliv okamžiku určena pouze hodnotou vstupního signálu v téže okamžiku. Systém, který je takto možné popsat, se někdy označuje jako neinerciální, bez setrválosti, bez zpoždění, bez paměti. Takový systém může existovat pouze na papíře, poněvadž každý reálný signál se šíří konečnou rychlostí, každý reálný systém má konečné rozdíly a každý výstupní signál tudíž musí být oproti vstupnímu signálu zpožděn. To platí zejména o systémech elektroakustických, které nás zajímají především. V nich se totiž uplatňuje konečná nepříliš velká rychlosť šíření zvuku. Naproti tomu v systémech elektrických se signál šíří rychlosťí blízkou rychlosti světla a zpoždění při srovnatelných rozdílech systému je o šest rádů menší.

Vliv konečné rychlosti šíření signálu na chování systému je možné jednoduše odhadnout pro harmonický signál. Velikost tohoto vlivu je přiměřená relaci mezi rozdíly systému a vlnovou délkou signálu. Jsou-li rozdíly podstatně menší než vlnová délka, můžeme zpravidla vliv zpoždění zanedbat. To ovšem neznamená, že systém je v takovém případě neinerciální. Pokud se totiž při přenosu signálu uplatňuje jakákoli forma akumulace energie, nemůže se systém chovat neinerciálně. U elektrických systémů dochází k akumulaci v indukčnostech a kapacitách, v mechanických akumuluji energii hmotné a pružné části. Operátory popisující inerciální systémy obsahují derivace a integrály funkcí podle času, jsou to tedy tzv. integro-diferenciální operátory. I takové operátory mohou být lineární ve smyslu vztahu (iii).

Při přenosu libovolného signálu lineárním neinerciálním systémem je kvalitativně zachován časový průběh signálu. To znamená, že časové funkce vstupního a výstupního signálu (funkce  $f(t)$  a  $g(t)$  ve výrazu (iii)) se liší jen konstantou. Něco podobného platí také při přenosu harmonického signálu systémem inerciálním. „Tvar“ průběhu zůstává zachován, dochází však k změně amplitu-

dy a objevuje se kmitočtově závislý posuv fáze (výrazy (6), (7)). U signálu neharmonického průběhu dochází v neinerciálním systému k změně tvaru průběhu, tedy vlastně k jistému zkreslení signálu, a to i v případě, že systém je lineární. Někdy se v této souvislosti hovoří o lineárním zkreslení. Bohužel v literatuře se občas toto „tvarové zkreslení“ interpretuje jako nelinearity. Na rozdíl od skutečného nelineárního zkreslení však při lineárním zkreslení nevznikají vyšší harmonické.

Změna tvaru průběhu neperiodického signálu v některých neinerciálních systémech s velmi malými rozdíly může mít také charakter zpoždění signálu. K tomu dochází v různých typech analogových zpožďovacích článků. O skutečné zpoždění související s konečnou dobou průchodu signálu systémem se však nejedná. To můžeme poznat např. z přenosu tzv. skokového signálu, kdy v jistém okamžiku dochází k změně hodnoty vstupního signálu z hodnoty nulové na jednotkovou. Hodnota vstupního signálu se začne měnit ve stejném okamžiku. Poněvadž výsledné hodnoty (ustáleného stavu) je dosaženo až po jisté době, dané setrvačností systému, může výstupní signál „vypadat“ jako zpožděný.

## DODATEK 2

Fourierův obraz funkce  $f(t)$  je definován vztahem

$$F^* f(t) = F(p) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot \exp(-jpt) \cdot dt$$

Funkci  $f(t)$  je přiřazena funkce  $F(p)$ . Existuje také vztah inverzní:

$$f(t) = (1/2\pi) \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} F(p) \cdot \exp(jpt) \cdot dp$$

Integrály existují pouze za jistých dosti přísných předpokladů o vlastnostech funkce  $f(t)$  a  $F(p)$ . Tyto předpoklady například nesplňuje žádná funkce, popisující harmonický signál. Aby bylo možné s takovými funkcemi při používání Fourierovy transformace pracovat, musela být vytvořena celá speciální matematická disciplína, tzv. teorie distribucí. To však nic nemění na tom, že jsou-li přenosové vlastnosti systému popsány integro-diferenciálním operátorem, je možné definovat přenosovou funkci a přenos harmonického signálu pak můžeme popisovat tak, jak jsme to již činili. Přenosová funkce je matematicky určena Fourierovým obrazem operátoru přenosu. Podrobný popis tohoto postupu je však již zcela mimo rámec této statí (jako ostatně do jisté míry celý tento dodatek).

Stojí snad za zmínku, že když je signál v čase omezený, tedy funkce  $f(t)$  je nenulová pouze v jistém omezeném časovém úseku, pak spektrum  $F(p)$  (resp.  $F(2\pi f)$ ) je nenulové pro libovolně vysoké  $f$ , neboli obsahuje „složky o libovolně vysokém kmitočtu“. To platí i obráceně – jestliže má být spektrum „omezené“, tj. nesmí obsahovat složky o kmitočtu vyšším než jistá horní hranice, pak časová funkce, ke které náleží, nemůže být omezená v čase a nabývat nenulových hodnot pro „libovolně vzdálené okamžiky v minulosti i budoucnosti“. To je důsledek

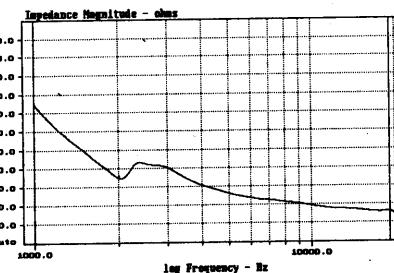
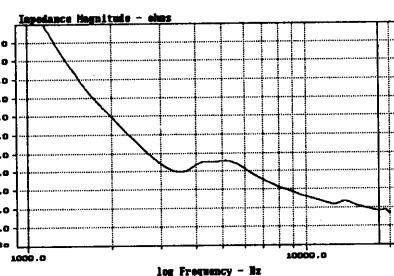
specifických matematických vlastností Fourierovy transformace. Také tento důsledek napovídá, že Fourierova transformace nelze brát jako výraz nějaké fyzikální reality spočívající v skládání signálu z harmonických složek.

## DODATEK 3

Pokud jsme v předchozím textu hovořili o konkrétních reproduktorech, měli jsme na mysli takřka bez výjimky reproduktory elektrodynamické. Existuje však ještě jeden princip přeměny elektrické energie v akustickou, který nalezi širší uplatnění. To je princip piezoelektrický. U elektrodynamických reproduktorů se využívá silového působení magnetického pole na vodič, kterým protéká proud. Síla a v nadrezonanční oblasti zrychlí kmitacího systému (a tím i akustický tlak) jsou tomuto proudu úměrné. U piezoelektrických měničů se využívá toho, že v některých materiálech (krystaly, keramika, speciální plasty) vzniká mechanické napětí (síla) působením elektrického pole. Síla způsobuje při vhodném uspořádání mechaniku deformaci materiálu, která se převádí na výchylku kmitacího systému. Opět platí, že v nadrezonanční oblasti je zrychlení (tudíž i akustický tlak) úměrné tomuto napětí.

V praxi nejvíce rozšířené jsou piezoelektrické reproduktory s keramickými měniči firmy Motorola, u které se poprvé podařilo zvládnout jejich konstrukci a technologii tak, aby byly prakticky použitelné. Keramické elementy jsou totiž křehké a není u nich možné dosáhnout velkých výchylek, což je mimo jiné předurčuje hlavně pro výšší kmitočty (běžně od 5 kHz výše). Tyto reproduktory jsou řešeny převážně jako tlakové, tj. se zvukovodem. Před několika lety byly velmi oblíbené, později však jejich obliba klesla. To bylo způsobeno především tím, že prodejní firmy u nich uváděly naprostě nesmyslné technické parametry. To vedlo jednak ke zklamání, jednak k hromadným destrukcím reproduktorů následkem nesprávného použití. Přičinou této dezinformace je hlavně nepochopení rozdílů mezi piezoelektrickými a elektrodynamickými reproduktory, které jsou velmi podstatné.

Základní nedorozumění se týká výkonu a souvisejících veličin (např. citlivosti).

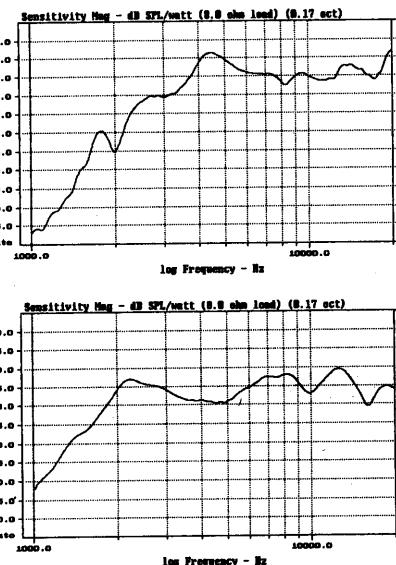


Obr. 71. Závislost impedance piezoelektrických reproduktorů na kmitočtu

U elektrodynamického reproduktoru se při jejich definici vychází z jmenovité impedančce. Tu je možné stanovit s využitím toho, že dynamický reproduktor má v dosti široké kmitočtové oblasti impedanci přibližně odpovovou a málo závislou na kmitočtu. Piezoelektrický reproduktor má však impedanci převážně kapacitní (viz obr. 71a, b), tedy silně závislou na kmitočtu. Její hodnota je pro akustické kmitočty značně vysoká oproti reproduktoru dynamickému. Z průběhu je patrné, že minimální hodnota modulu impedance v akustickém pásmu činí u nejběžnějšího typu přibližně 85 Ω, u typu „středovýškového“ pak asi 60 Ω. Při udávání citlivosti se však většinou mlíčky předpokládá, že reproduktor má impedanci rovnou 8 Ω. U piezoelektrických reproduktorů bylo nejsprávnější udávat citlivost ve vztahu k napětí na měniči. Při napěti 2,83 V pak dostáváme hodnotu, jaká by odpovídala osmiohmovému měniči.

Obdobné konfuzní situace je u maximálního „výkonu“. Výrobce udává, že na reproduktor je přípustné přivádět trvale napětí nejvyšše 14 V (efektivní napětí), krátkodobě pak 50 V (okamžitá hodnota). Pro impedanci 8 Ω by to znamenalo zdánlivý příkon 25 W trvale. V některých reklamních materiálech se však objevil údaj, že „při“ impedanci 2 Ω má reproduktor maximální příkon 312 W, což je několikanásobný nesmysl.

Typické hodnoty citlivosti, vyjádřené jako akustický tlak ve vzdálenosti 1 m při napětí 2,83 V, se podle provedení pohybují od 88 do 95 dB. S ohledem na maximální napětí tomu odpovídá maximální akustický tlak přibližně 109 dB (1 m). Příklady přenosových charakteristik jsou na obr. 72a, b. Uvádíme-li

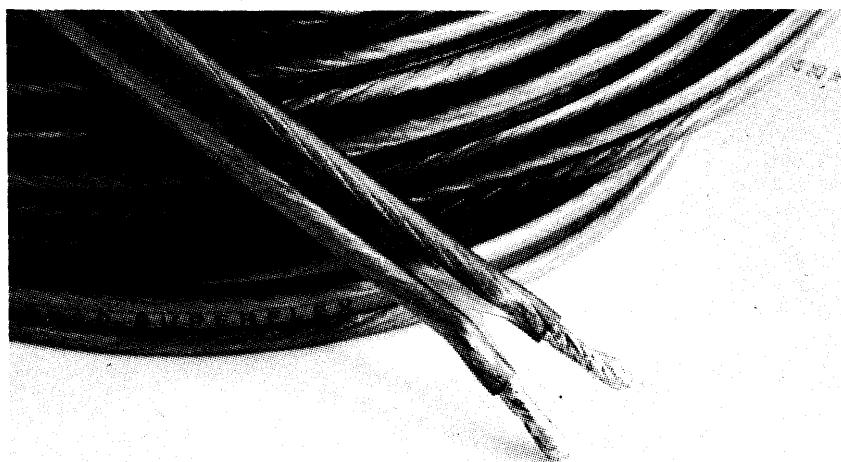
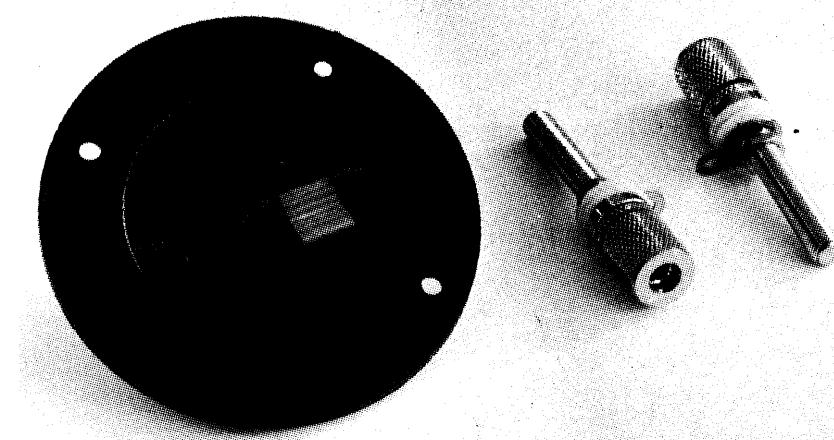
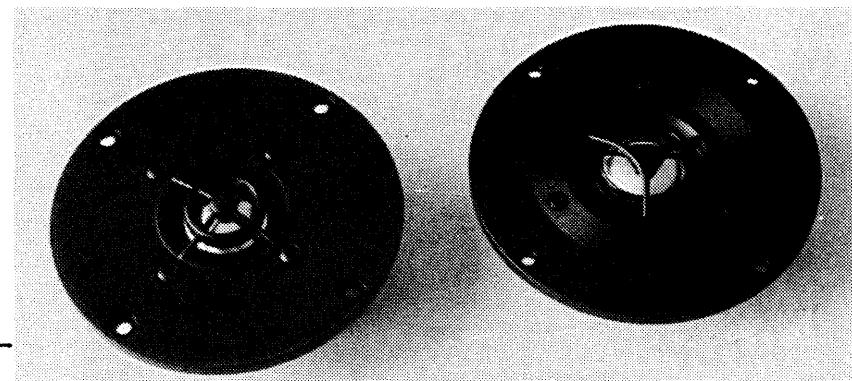
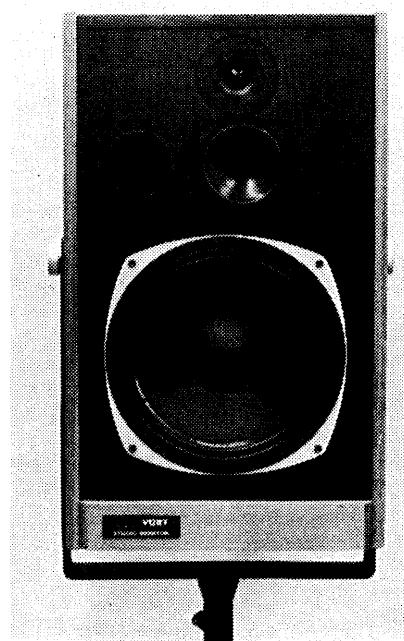


Obr. 72. Příklady přenosových charakteristik piezoelektrických reproduktorů

skutečnou impedanci měniče a položme-li za jmenovitou impedanci minimální hodnotu v akustickém pásmu, pak zjistíme, že takto definovaná citlivost by činila až 105 dB pro 1 VA, což je hodnota velmi slušná. Prakticky se dá využít tehdy, když spojíme paralelně dostatečný počet měničů tak, aby výsledná impedance odpovídala obvyklým zatěžovacím impedancím zesilovačů. Např. deset měničů paralelně = 8 Ω. Taková kombinace má však dosti vysokou kapacitu (kapacita jednoho měniče činí 100 až 150 nF). To

může mít nepříznivý vliv na chování zesilovače, a proto se obvykle doporučuje zapojit v sérii s měničem rezistor s odporem rovným jedné desetině až jedné polovině jeho minimální impedance. Rovněž se vyplácí chránit reproduktory před přepětím, případně je používat s vhodnou výhybkou (jejíž konstrukce se bohužel značně liší od konstrukcí běžných). V žádném případě není možné souhlasit s tím, co se často o piezoelektrických reproduktorech píše, totiž že se mohou připojit přímo paralelně k jinému, např. basovému reproduktoru. Autor měl tu čest vidět větší počet takto zničených měničů. Pokud se při použití piezoelektrických reproduktorů respektují jejich specifické vlastnosti, mohou prokázat velmi dobré služby.

**Na obrázku vpravo je poslechový monitor VÚRT (kap. 21), odhora dolů pak vysokotónové reproduktory s hliníkovou membránou (SEAS, VIFA), vlevo méně vhodné, vpravo vhodnější svorky a zcela dole speciální kabel s malým odporem a kapacitou, avšak větší indukčností**



## INZERCE



Inzerci přijímá osobně a poštou **Vydavatelství Magnet-Press, inzertní oddělení (inzerce ARB Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 24 22 73 84 linka 341, fax 23 62 439 nebo 23 53 271. Uzávěrka tohoto čísla byla 9. 8. 1993, do kdy jsme museli obdržet úhradu za inzerát. Cena za první řádek činí 44 Kč a za každý další (i započatý) 22 Kč. Platba je včetně daně z přidané hodnoty. Cena za plošnou inzeraci se řídí velikostí inzerátu. Za 1 cm<sup>2</sup> plochy je cena stanovena na 18 Kč. K ceně se připočítává 23 % DPH. Nejmenší velikost plošného inzerátu je 55×40 mm. Za opakovou inzeraci poskytujeme výhodné slevy od 10 do 30 %. Texty pište čitelně, nejlépe hůlkovým písmem nebo na stroji, aby se předešlo chybám vznikajícím z nečitelnosti předloh.**

## PRODEJ

**Větší množství součástek**, soupis proti známce. Končim. Ing. Kunce. ČÚOP, Otakarovo nám. 34, 370 00 České Budějovice.

## Plošné spoje

**z AR řady A 1 B. Již od 13,50 Kč !**  
**jednodušší předlohy zdarma !**  
 ohnívání, vrtnání, stříhání, vysokovápnění, potisk,  
 pláštění, návrhy, nepájnivá maska, aj.  
**Zákl. ceny :** jednostranné 27 Kč /dm<sup>2</sup>  
**SEMACH** oboustranné 39 Kč /dm<sup>2</sup>  
 Nerudova 8, 757 01 Valašské Meziříčí  
 tel. 0651 / 246 38, 222 21.  
**Pozor !!** Při oživení inzerátu sleva  
 plošných spojů z tohoto čísla 8 % !!

Aktivní i pasivní elektrosoučástky  
 za nízké ceny nabízí

**LHOTSKY - E.A.**  
 electronic actuell  
 Komenského 465/11  
 431 51 Klášterec nad Ohří

Nabídkový seznam zdarma zašleme.

Součástky odesíláme poštou, nebo  
 je možný osobní odběr ve dnech:

Po až Pá /mimo St/ 8.00 - 12.00  
 Út, Pá též odpoledne 15.00 - 19.30

## PLOŠNÉ SPOJE

publikované v AR nebo podle Vaší předlohy  
 vyrábíme fotocestou bez prokovených otvorů  
 jednostranný 15-25 Kč /dm<sup>2</sup>  
 oboustranný 25-35 Kč /dm<sup>2</sup>  
 vrtní na obj. 4 hal/1 otvor

### SPOJ

J. Kohout  
 Nosiská 18  
 100 00 Praha 10  
 tel. 78 13 823

V. Kohout  
 U zahrádkářské kolonie 244  
 142 00 Praha 4  
 tel. 47 28 263

# JJJ-SAT & BESIE



Vážení audioamatéři a konstruktéři reprosoustav,  
naše firma JJJ SAT & BESIE vám nabízí reproduktory  
německé firmy MONACOR / MONARCH

## Vysokotónové reproduktory pro HiFi

Označení	Imp.	Frekv.	Rezon.	Délčí	Příkon	Poznámka	Citl.	Rozměry	Hmotnost	Cena
	Ohm	kHz	rozsah	kmit.	kHz					
DT-19 TI	8	2-25	1,7	3,5	80/50	kalota potažená titanem	92	ø96	0,45	972,-
DT-19 SU	8	2-20	1,5	3	80/50	supronyl. kalota	91	ø96	0,45	860,-
DT-250	8	2-25	1,7	3	100/50	kalotový titan	90	116x86	0,55	1290,-
DT-190	8	2-25	2	3,5	80/50	kalota potažená titanem	91	116x86	0,5	892,-
RBT-80	8	3-40	-	8	120/50	páskový	92	120x100	0,72	781,-
DTH-125	8	2-20	1,3	2,5	80/50	supronyl. kalota	91	127x127	0,65	558,-
DT-119	8	2-22	1,5	3	100/50	supronyl. kalota	90	ø92	0,6	570,-
DT-119AL	8	2-22	1	2,5	50/30	Al - kalota	90	ø92	0,55	599,-
DT-119TI	8	2-22	1	2,5	50/30	Ti - kalota	90	ø92	0,55	631,-
DT-105	8	2-20	1,5	2,5	50/30	textil. kalota	90	ø100	0,5	507,-
DT-105SU	8	2-20	1,2	2,5	50/30	supronyl. kalota	89	ø100	0,5	507,-
DT-105AL	8	2-20	1	2,5	50/30	Al - kalota	92	ø100	0,5	538,-
DT-105TI	8	2-20	1	2,5	50/30	Ti - kalota	92	ø100	0,5	558,-
DT-106	8	2-20	1,7	2,5	50/30	textil. kalota	91	103x80	0,5	494,-
DT-130	8	2-20	1	2,5	60/40	textil. kalota	94	ø134	0,72	589,-
DT-100	8	2-20	1	2,5	60/30	textil. kalota	92	116x80	0,58	449,-
MSD-100	8	2-20	1,5	3	50/25	textil. kalota	93	120x85	0,58	399,-
DT-90	8	2-20	2	3	60/30	supronyl	90	ø98	0,42	399,-
DT-75/8	8	2-20	2	3	50/25	textil	90	93x69	0,4	373,-
DT-75/4	4	2-20	2	3	50/25	textil	90	93x69	0,4	373,-
DT-74/8	8	2,5-18	2	3	30/15	textil	96	ø74	0,12	280,-
DT-74/4	4	2,5-18	2	3	30/15	textil	96	ø74	0,12	280,-
MT-15	4	3-15	3	5	2/1	miniaturní	-	46x30	0,06	73,-
HT-22/4	4	1,2-15	1,5	2,5	20/10	papírová membrána	89	ø90	0,17	102,-
HT-22/8	8	1,2-15	1,5	2,5	20/10	papírová membrána	89	ø90	0,17	102,-
DT-252	8	1,8-22	1	2,5	150/75	textilní kalota	90	84x110	0,53	1083,-



firma MONACOR / MONARCH

ve výhradním zastoupení firmou JJJ SAT & BESIE dodává na náš trh též

## Piezokeramické reproduktory MOTOROLA

Označení	Frekv.	rozsah	Příkon	Citlivost	Rozměry	Poznámka	Hmotnost	Max U <sub>ef</sub>	Cena
	kHz	W	dB						
KSN-1151	0,8-20			267x111x170		jenom zvukovod k KSN-1087, KSN-1086	0,35	-	685,-
KSN-1148	4-25	150/75	90	68x95			0,1	35	317,-
KSN-1133	4-25	150/75	92	95x90		horna	0,07	35	317,-
KSN-1129	4-23	150/75	93	120/120		pro HiFi s difuzorem	0,12	35	312,-
KSN-1090	0,4-20	150/50	82	83x83		plochý	0,05	35	548,-
KSN-1087	1,8-30	150/75	92	ø72		jen driver	0,1	35	500,-
KSN-1086	0,8-20	150/75	92	ø80		jen driver	0,2	35	1242,-
KSN-1078	5-50	150/75	98	77x77		plochý	0,03	35	137,-
KSN-1039	3-20	150/75	90	ø96		HiFi - plochý	0,04	35	216,-
KSN-1038	4-27	150/75	90	ø96		horna	0,07	35	267,-
KSN-1025	1,8-30	150/75	92	178x83		horna	0,14	35	421,-
KSN-1016	3-40	150/75	91	145x67		horna	0,07	35	248,-
KSN-1005	4-27	150/75	94	85x85		horna	0,06	35	199,-
KSN-1001	4-27	150/75	94	85x85		horna	0,06	35	199,-
KSN-1177	3,5-20	150/100	99	125x55		dvojitý	0,2	35,	538,-

## Reproduktoře NOKIA

Katalog s ceníkem zašleme na požádání dobrovkou za 70,- Kč.

**POZOR ! VEŠKERÉ NÁMI UVEDENÉ CENY JSOU VČETNĚ DPH. POZOR !**

## Reproduktoře anglické firmy Mc KENZIE

Typové označení	Popis	Hud. výkon W	Jmen. výkon W	Citlivost 1W/1m	Imp. Ohm	Frekv. rozsah Hz	Dělící frekv. Hz	Rezon. frekv. Hz	Indukce v mezeře T	Hloubka mm	Vnější průměr mm	Hmotnost Kg	Cena Kč
BHF-520	kruh. zvukovod driver 1"	125	40	105	8	20000	5000		1,5	70	122,5	1,9	3997,-
HFD-3020	driver 1"	150	40	100	8	20000	4000		1,37	75	95	1,5	2916,-
HFT-1500	horna výšková	150	40	100	8	20000	4000		1,37	270x100	240x77	1,7	4992,-
MRD-1520	driver 1"	180	50	103	8	20000	1500		1,74	60	148	3,5	3741,-
C10-100GP	střed 10"	200	100	97	8	5000		72	1,4	101	267	4,7	2917,-
C10-200M	střed 10"	400	200	99	8	6200		48	1,46	155	267	7,0	5998,-
C5-50M	střed 5"	100	50	95	8	12000		80	1,45	85	155	2,5	2831,-
C8-100GP	střed 8"	300	100	96	8	7000		80	1,35	83	210	3,2	2568,-
10-100GP	kytara PA 10"	200	100	98	8	6000		85	1,25	106	267	5,0	2663,-
V12-75LEAD	kyt. 12" 60. léta	150	75	98	8	6000		80	0,91	125	310	4,4	2663,-
C12-100LEAD	kytara 12"	200	100	100	8	6000		80	1,0	125	310	6,7	3391,-
12-100GP	kytara 12"	200	100	98	8	5500		69	1,5	123	311	5,3	2995,-
12-100TC	zpěv, PA 12"	200	100	96	8	12000		69	1,5	123	311	5,3	2998,-
C12-100BASS	baskytara 12"	200	100	99	8	5000		50	1,5	123	311	5,3	2998,-
C12-100TC	širokopásmový	200	100	96	8	14000		50	1,5	117	321	5,6	3646,-
C12-150GP	disco, PA kytara	300	150	98	8	6000		66	1,5	126	321	6,6	4444,-
C12-200L	basový 12"	400	200	99	8	6500		45	1,46	123	321	8,5	5231,-
C12-200B	keyb, disco PA	400	200	99	8	5000		45	1,25	123	321	8,3	5517,-
C15-250BASS	baskytara 15"	500	250	99	8	4000		40	1,25	155	394	10	6183,-
C15-400LR	PA-bass, subwoofer	800	400	98	8	1000		29	1,0	152	394	13,6	10209,-
C15-500BASS	basový 15"	1000	500	98	8	200		45	1,17	152	394	14	12650,-
C18-500BASS	basový 18"	1000	500	98	8	2000		27	1,17	158	469	14,6	16297,-
HFD-3020/VC	kmitací čívka pro HFD-3020					1839,-		MH-180 S	horna 184x150 mm, závit 1 3/8"			5233,-	
MRD-1520/VC	kmitací čívka pro MRD-1520					2410,-		MH-280 S	horna 280x140 mm, závit 1 3/8"			5644,-	
MHA-1	adaptér závit 1 3/8" - příruba průměr 88 mm					381,-		MH-350 S	horna 355x165 mm, závit 1 3/8"			5961,-	
MHA-2	Y adaptér závit 1 3/8" - příruba 72 mm					1333,-		MH-450 S	horna 450x210 mm, závit 1 3/8"			6595,-	
MH-350 F	horna 355x165 mm, příruba průměr 90 mm					5961,-							

## Studiové a jevištění elektretové mikrofony

**MONARCH®**



tel: 312 33 58  
fax: 312 40 37

po přečíslování  
ve III. čtvrtletí  
tel: 243 11 336  
fax: 243 11 353



## Dynamické mikrofony pro profesionály i amatéry

Označení	Impedance Ohm	Citlivost mV/Pa/ 1kHz	Kabel/ připojení	Frekv. rozsah Hz	Vypínač	Charakt. / pouzdro	Cena Kč
DM-88/ BC	500	2,5	3m/6,3	80-12.000	A	kardio/ plast	375,-
DM-95	500	1,8	5m/ XLR/ 6,3	80-15.000	A	kardio/ plast	679,-
DM-300	500	-74 dB	3m/ 6,3	80-12.000	A	kulová/ plast	357,-
DM-700	500	1,8	6m/ XLR/ 6,3	50-15.000	A	kardio	1272,-
DM-880	500	1,5	6m/ XLR/ 6,3	50-18.000	A	kardio/ kov.	2397,-
DM-1000	500	-74 dB	3m/ XLR/ 6,3	60-12.000	A	kulová/ kov.	998,-
DM-1200	600	2,2	6m/ XLR/ 6,3	50-16.000	A	kardio	1095,-
DM-1500	500	1,8	5m/ XLR/ 6,3	50-16.000	A	kardio/ kov.	1065,-
DM-2000	500	1,8	5m/ XLR/ 6,3	50-16.000	A	kardio/ kov.	1154,-
DM-2500	250	1,5	6m/ XLR/ 6,3	30-18.000	A	kardio/ kov.	1391,-
DM-3000	500	1,2	5m/ XLR/ 6,3	50-16.000	N	kardio/ kov.	2101,-
DM-3100S	500	1,2	5m/ XLR/ 6,3	50-16.000	A	kardio/ kov.	2279,-
DM-3500	250	1,5	5m/ XLR/ 6,3	30-18.000	A	kardio/ kov.	1449,-
DM-4000	300	1,4	5m/ XLR/ 6,3	50-17.000	A	superkardio/ kov.	2899,-
DM-4100	200	1,4	5m/ XLR/ 6,3	40-20.000	A	kardio/ kov.	2634,-
DM-4200	430	1,8		40-17.000	A	kardio/ kov.	3196,-

# Zvukařům a muzikantům

**JJJ SAT & BESIE**, předváděcí prodejna Na Hadovce, Evropská 37, Praha 6, 160 00

Z další nabídky katalogu firmy MONACOR / MONARCH vybíráme

## Keramické rezistory pro výhybky

Typ 20W	Typ 10 W	Typ 5 W	Hodnota Ohm	Typ 5 W	Hodnota Ohm
LSR-330/20	LSR-330/10	LSR-330/5	33	LSR-082/5	0,82
LSR-270/20	LSR-270/10	LSR-270/5	27	LSR-068/5	0,68
LSR-220/20	LSR-220/10	LSR-220/5	22	LSR-056/5	0,56
LSR-180/20	LSR-180/10	LSR-180/5	18	LSR-047/5	0,47
LSR-150/20	LSR-150/10	LSR-150/5	12	LSR-039/5	0,39
LSR-100/20	LSR-100/10	LSR-100/5	10	LSR-033/5	0,33
LSR-82/20	LSR-82/10	LSR-82/5	8,2	LSR-027/5	0,27
LSR-68/20	LSR-68/10	LSR-68/5	6,8	LSR-022/5	0,22
LSR-56/20	LSR-56/10	LSR-56/5	5,6	LSR-010/5	0,10
LSR-47/20	LSR-47/10	LSR-47/5	3,9		
LSR-33/20	LSR-33/10	LSR-33/5	3,3		
LSR-27/20	LSR-27/10	LSR-27/5	2,7	Tolerance 5 %	
LSR-22/20	LSR-22/10	LSR-22/5	2,2		
LSR-18/20	LSR-18/10	LSR-18/5	1,8	Ceny:	
LSR-15/20	LSR-15/10	LSR-15/5	1,5	20 W	27,- Kč / 1 ks
LSR-12/20	LSR-12/10	LSR-12/5	1,2	10 W	16,- Kč / 1 ks
LSR-10/20	LSR-10/10	LSR-10/5	1,0	5 W	9,50 Kč / 1 ks



Obchodní informace  
o reproduktorech  
zmiňovaných v textu  
RNDR. Sýkory  
v tomto AR  
si vyžádejte  
na našich číslech

## Vysoce jakostní bipolární kondenzátory

pro napětí 35 V<sub>stř</sub> / 100V<sub>ss</sub>, tolerance 10%, 150W/ 8 Ohm, 300W /4 Ohm

Typ	Hodnota	Velikost	Cena	Typ	Hodnota	Velikost	Cena
		mm	Kč			mm	Kč
LSC-2000 NP	200 µF	45	110,-	LSC-100 NP	10 µF	20	14,-
LSC-1000 NP	100 µF	40	74,-	LSC-68 NP	6,8 µF	20	12,-
LSC-680 NP	68 µF	40	54,-	LSC-47 NP	4,7 µF	20	12,-
LSC-470 NP	47 µF	30	35,-	LSC-33 NP	3,3 µF	20	11,-
LSC-330 NP	33 µF	30	28,-	LSC-22 NP	2,2 µF	20	10,-
LSC-220 NP	22 µF	30	23,-	LSC-15 NP	1,5 µF	20	10,-
LSC-150 NP	15 µF	25	18,-				

Ceny jsou za 1 kus.

## Tlakové reproduktory pro venkovní použití

Označení	Impedance	Hmotnost	Max. výkon	Frekvenční	Citlivost	Rozměry	Cena
	Ohm	kg	výkon	rozsah	dB/1W/1m	ŠxVxH	
NR-12KS	8		12	350-12000	100	D 160x155	749,-
NR-15KS	8	1,2	15	350-12000	100	210x150x195	924,-
NR-25KS	8	1,4	30	350-8000	102	200x140x235	857,-
NR-33KS	8	1,5	23	275-5000	106	250x145x250	1179,-
NR-35KS	8		40	300-1200	107	280x170x215	1163,-
UHC-30	8	2,0	38	230-10000	108,5	D 310x260	1879,-
UHC-40	8	2,5	40	250-8000	106	D 310x340	1975,-
NR-100KS	8	4,2	100	150-9000	110	D 215x240	7263,-
IT-10	660-5250		1,9-15	350-8000	100	D 160x240	1465,-
IT-20	670-4000	2,0	2,5-15	275-5000	106	250x145x320	1848,-
IT-25	400-1000		10-25	250-8000	107	D 320x390	2294,-
IT-30	500-2000	2,3	5-20	250-10000	108,5	D 250x320	2198,-
IT-50	200-2000		5-50	200-9000	107,5	D 390x455	2835,-

**Katalog MONACOR / MONARCH (520 barevných stran) k objednání za 480 Kč.**

**Ceníková disketa ke katalogu MONACOR 5 1/4" za 70,- Kč, 3 1/2" za 90 Kč.**

Předváděcí prodejna JJJ-SAT & BESIE

tel. 312 33 58 fax. 312 40 37

pondělí-pátek 9-18 hod.

\*\*\* v průběhu III. čtvrtletí dojde ke změně čísel

"Na Hadovce", Evropská 37, 160 00 Praha 6

\* možnost parkování \*

(od metra A Dejvická druhá stanice tram 2, 20, 26)

tel. 243 11 336, fax. 243 11 353

\*\*\*

Naše slovenská filiálka:

JJJ SAT Slovakia, dr. Bodického 24, 900 01 Modra,

tel. (07 0492) -2813, -4430 fax. -4431

(25 km od Bratislavы směr Trnava)